Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

l'antenna TV

NUMERO 6

Anno XXVI - Giugno 1954

LIRE 250

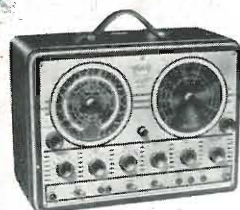
STRUMENTI DI GRANDE PRECISIONE

TRIPLETT

ELECTRICAL INSTRUMENT CO. - BLUFFTON, OHIO

PER L'INDUSTRIA ED IL SERVIZIO RADIO - TV

GENERATORE SWEEP con MARKER INCORPORATO

MOD. 3434 A

Generatore spaz zolato fino a 12 MHz Frequenze comprese tra 0 e 240 MHz divise in tre gamme Con
trollo per la minima distorsione della forma
d'onda di sweep Alta uscita per l' allineamento
stadio per stadio. Marker stabilizzato e con scala
a specchio per maggiore precisione. Frequenze
divise in tre gamme: 3,5-5MHz; 19,5-30MHz; 29-
50MHz in fondamentale; fino a 250MHz in ar-
monica. Marker a cristallo per doppio battimen-
to. Battimento sulla curva a "pip" o a "dip"
Modulazione a 600 Hz sia sul cristallo che sul
Marker per usare lo strumento quale generatore
di barre.

ANALIZZATORE UNIVERSALE

Mod. 625 NA.

Alta resistenza interna Indice a coltello su scala a specchio. 2 sensibilità in cc.: 10000
Ohm V e 20 000 Ohm V. 10 000 Ohm V in
co 39 campi di misura. Tensioni continue
tra 0 e 5000 V in 10 portate; tensioni alter-
nate tra 0 e 5000 V. in 5 portate; Misure
di corrente tra 0 e 10 A. a 250 MV in 6
portate (1a portata 50 microampere f s.)
Misure di resistenza tra 0 Ohm e 40 Mohm
in 3 portate.

VOLTMETRO ELETTRONICO

Mod. 650

Alta impedenza d'ingresso (11 Mohm) 32 campi di misura: cc tra 0 e 1000 V in 7 portate; ca. e RF. tra 0 e 500 V. in 6 portate; picco a picco tra 0 e 1400, in 7 portate; Ohm tra 0 e 1000 Mohm in 6 portate;
Decibel riuniti in tabelle di riferimento
Campo di frequenza tra 15 Hz e 110 MHz.
Zero centrale. Commutatore unico.

OSCILLOSCOPIO 5"

Mod. 3441

Amplificazione verticale in push-pull per una migliore risposta di frequenza. Larghezza di banda di 4 MHz per una migliore resa in TV e negli usi industriali. Sensibilità verticale pari a 0,01 V pollice ovvero 10 MV pollice. Uscita del dente di sega direttamente prelevabile dal pannello e utilizzabile come segnale di bassa frequenza tra 10 e 60 KHz. Analisi indistorto dell'onda quadra fino a 300 KHz per le applicazio-
ni elettroniche. Amplificazione orizzontale in push-pull e sensibilità
pari a 0, 15 RMS pollice per particolari applicazioni industriali
Controllo diretto della tensione picco a picco fino
a 1000 V per un migliore e più rapido servizio in TV.
Controlli doppi per la perfetta messa
a fuoco su tutto lo schermo.

GENERATORE SWEEP

Mod. 3435

Usato in connessione ad un buon generatore di se-
gnali modulato in ampiezza, riunisce in sè le carat-
teristiche del Mod. 3434 A.

WATTMETRO

Mod. 2002

Indica con la massima precisione la potenza assorbita da apparecchiature industriali, applicazioni elettrodomestiche, ecc. durante il loro funzionamento sia in cc che in ca tra 25 e 133 Hz Lettura
contemporanea ed indipendente su 2 scale distinte del-
l'assorbimento e della tensione per il controllo della stes-
sa sotto carico Ampio margine di sicurezza per il sovrac-
carico iniziale dei motori. Portate: 0-1500-3000 Watt cc.
ca. a 10 A. normale, 20 A. massimo, 40 A. carico istan-
taneo. 0-130-260 V cc ca.

SONDA MOLTIPLICATRICE PER A.T.

Mod. T79B-107

Utilizzabile per misure di tensioni fino a 50 KV c.c. in connessione al Voltmetro Elettronico Mod. 650

SONDA A CRISTALLO

Mod. 9989

Utilizzabile con l'oscilloscopio Mod. 3441 per tracciare i segnali degli stadi TV - Radio MF - AF e per demodulare portanti modulate in ampiezza comprese fra 150 KHz e 250 MHz.

DISTRIBUTORI ESCLUSIVI PER L'ITALIA

PASINI & ROSSI - GENOVA

Via SS. Giacomo e Filippo, 31 (1° piano) - Telef. 83-465 - Telegr. PASIROSSI

TORINO - CGAR - Via Montevecchio, 17
MILANO - RADIOFRIGOR - Via F. Aporti, 16
PADOVA - RADIO SCALA - V. Martiri della Libertà, 17
REG. E. - A. RIGHI - Via Bell'Aria, 8
FIRENZE - STAR - Piazza dell'Olio, 1
ANCONA - Rag. N. SACERDOTE - C. GARIBALDI, 22b
ROMA - FALPO - Via dell'Arcadia, 7 B-2
CHIETI - Cav. V. AZZARITI - Via De Lollis, 2
NAPOLI - Dott. A. CARLOMAGNO - Piazza Vanvitelli, 10
CATANIA - Cav. F. PULVIRENTI & F. - Via Cosentino, 46
PUGLIE - Rag. C. GIORDA - Via Pigafetta, 3 TORINO

SP

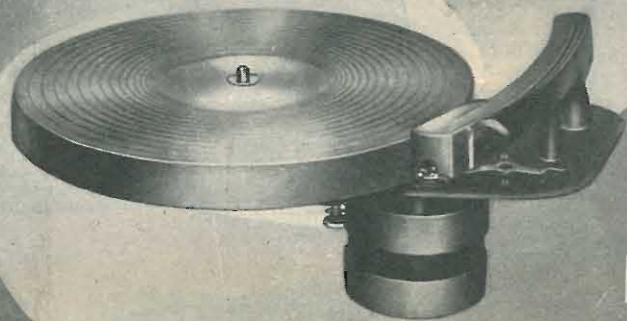
SIEMENS MILANO

SM 514

SIEMENS MILANO

SM 523

SIEMENS MILANO

SM 5024

Faro
microsolco
MIGNON
A 3 VELOCITA'
FARO - Via Canova 37 - Tel. 91619 - MILANO

ANALIZZATORE ELETTRONICO

Mod. 130/S (brevettato)

MISURATORE DI CAMPO per TV ed FM

Mod. 105/S

Chiedete i bollettini di informazioni "MECRONIC„ riguardanti tutti gli apparecchi di misura per TV

FABBRICA ITALIANA APPARECCHI ELETTRONICI DI MISURA E CONTROLLO s.r.l.
VIA G. JAN, 5 - MILANO - TELEF. 221.617

ENERGO ITALIANA

s. r. l.

Via Carnia, 30 - **MILANO** - Tel. 28.71.66

Fili Autosaldanti con anima in resina attivata - con anima liquida evaporabile - pieno. Conforme alle norme americane F.S.S.C.- QQ/S/571 b - e a quelle inglesi M.O.S./DTD 599 e B.B.S. 441/1952.

"Dixosal" disossidante pastoso per saldature a stagno. Non dà luogo, col tempo, ad ossidazioni secondarie. Conforme alle norme americane F.S. S.C. - O.F. 506.

Saldature sicure solo con prodotti di qualità!

Il filo ENERGO è riconoscibile tra i prodotti similari in quanto presenta, per tutta la sua lunghezza, una zigrinatura regolarmente depositata, quale marchio di fabbrica della SOCIETA' ENERGO ITALIANA.

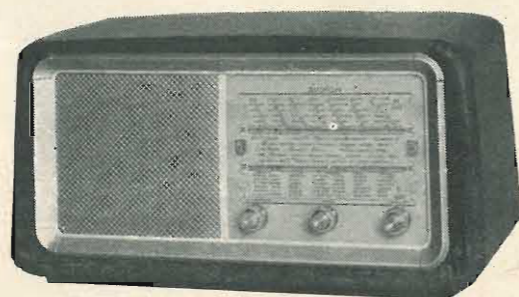
FIMER
TORTONA

AUDION

RADIO - TELEVISIONE

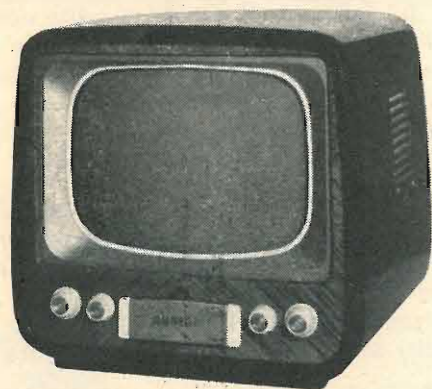
presenta i modelli della produzione 1954

MOD. MASCOTTE

- 5 valvole Rimlock
- Onde medie e corte
- Custodie in plastica avorio
- Dimensioni cm. 22x13x10

MOD. 254 - alimentazione a corrente alternata

- 5 valvole Rimlock
- Onde medie e corte
- Gruppo permeabilità variabile
- Trasformatore per tutte le tensioni
- Altoparlante ⌀ 160 Alnico
- Mobiletto in bachelite con eleganti finiture in metallo.

MOD. 424 - Alimentazione a batterie di pile da 1,5 e 90 Volt

- 4 valvole tipo americano
- Onde medie e corte
- Altoparlante speciale per batterie di grande cono
- Gruppo permeabilità variabile
- Attacco per alimentatore a corrente alternata separato
- Mobiletto come mod. 254 con spazio per batterie di pile incorporate
- Dimensioni cm. 49x26x20.

TV 1721/M

- Cinescopio 17"
- 21 valvole
- Ricezione di tutti i canali italiani
- Massima stabilità di immagine, definizione nitidissima, contrasti uniformi
- Sistema «Intercarrier»
- Alimentazione a corrente alternata con tutte le tensioni
- Mobile di gran lusso
- Dimensione cm. 52x52x55.

MOD. 1723/L - SCHERMO 17"

Distribuzione: **AUDION TELEVISIONE**

VIA POMPONAZZI, 19 - **MILANO** - Tel. 393,136

s. r. l.

LABORATORI COSTRUZIONE STRUMENTI ELETTRONICI

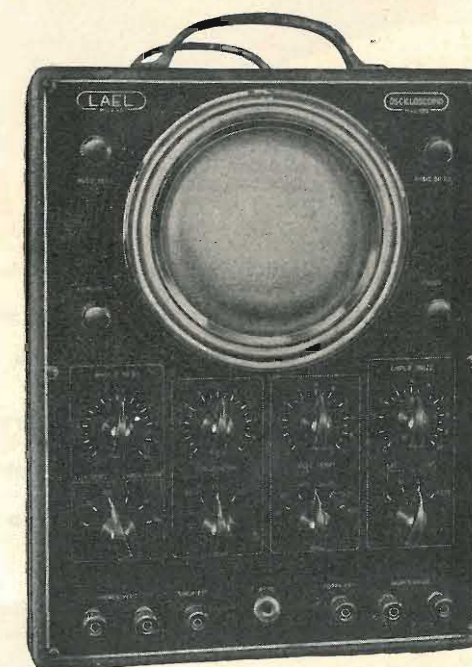
CORSO XXII MARZO, 6 • **MILANO** • TEL. 58.56.62 - 59.33.16

MISURATORE DI CAMPO - Mod. 454

Caratteristiche tecniche

Misura del segnale captato da 10 a 100.000 microvolt in quattro scale: 100, 1000, 10.000, 100.000 microvolt fondo scala.
Scala in microvolt e scala in decibel per misure relative.
Precisione di misura: ± 10%.
Attenuatore sull'ingresso a scatti di 20 dB, impedenza 75 ohm.
Traslatore d'ingresso inseribile a spina per l'adattamento ad antenne di 75 e 300 ohm, sia bilanciate che sbilanciate. Coefficiente di riflessione non superiore a 1,2.
Alimentazione in batterie, con controllo della loro efficienza mediante strumento.
Gamme di frequenza: tutti i canali italiani di TV. + 1° canale FM con commutazione a scatti e sintonia fine per il perfezionamento dell'accordo.
Presa per l'ascolto in cuffia dei segnali di sincronismo.
Il misuratore di campo Mod. 454 consta di un particolare circuito di conversione preceduto da un attenuatore tarato, e seguito da un circuito amplificatore e rivelatore che funziona da voltmetro elettronico.
I particolari circuitali, uniti ad un accurato studio della disposizione e dei materiali impiegati, ne fanno un apparecchio particolarmente stabile ed efficiente, che unisce alla precisione la praticità d'impiego.

OSCILLOGRAFO A RAGGI CATODICI - Mod. 1251

Diametro dello schermo 125 m/m.
Traccia verde corta persistenza.
Amplificatore verticale:
Larga banda sino a 5 MHz.
Alta sensibilità sino a 200 KHz.
Amplificatore orizzontale sino a 200 KHz.
Soppressione automatica ritorno di traccia.
Modulazione esterna asse Z.
Asse tempi da 20 Hz a 50 KHz.
Sincronismo interno - esterno - rete.
Impedenza ingresso amplificatore verticale 1,5 MΩ.
Capacità ingresso circa 20 pF.
Fattore deflessione amplificatore verticale - alta sensibilità - 1 mV/mm - Banda larga : 10 mV/mm.
Fattore deflessione amplificatore verticale - alta sensibilità : 1 mV/mm - Banda
Possibilità di connessione diretta alle placche deflettrici.
Valvole impiegate 5Y3 - 5Y3 - 5UP1 - 6J6 - 6J6 - 6J6 - 6J6 - 6C4 - 6C4 - 6C4.
Alimentazione universale per tutte le tensioni di rete in CA.
Dimensioni 400x360x280 m/m.
Peso Kg. 17,500 circa.

GENERATORE SEGNALI T.V. - Mod. 153

Gamma frequenze osc. Sweep 2-90 e 170-216 MHz in 4 gamme.
Gamma frequenze osc. Marker da 2 a 220 MHz in 3 gamme multiple.
Ampiezza di spazzolamento regolabile con continuità da 0 a 20 MHz.
Frequenza di spazzolamento 50 Hz.
Segnali mass. uscita R. F. 0,5 V.
Attenuatore a decadi e lineare.
Impedenza d'uscita 30 Q costante.
Possibilità di controllo con quarzo esterno - Modulazione ampiezza 400 Hz profondità 30% - Uscita segnale per asse Y oscillografo - Precisione taratura oscillatore Marker 1% - Reversibilità del senso di spazzolamento. - Possibilità di soppressione della traccia di ritorno - Possibilità di regolazione della fase per doppia immagine - Valvole impiegate 6X4 - VR150 - 6J6 - 6C4 - 6C4 - 6C4 - 6AK6 - Alimentazione universale per tutte le tensioni di rete in CA - Dimensioni 500x380x230 m/m - Peso Kg. 18,500 circa.

Fabbrica Avvolgimenti Elettrici

VIALE LOMBARDIA, 76 - MILANO - TELEFONO 283.068

.... pone sul mercato italiano i suoi

NUOVI PRODOTTI T.V.

TRASFORMATORI DI ALIM. 140 A II T.V. a flusso disperso minimo, creato per ***eliminare lo sbandieramento dell' immagine.***
Minima corrente a vuoto, minima densità di magnetizzazione. Fascia di rame antiflusso. - Schermatura interna.
Equivalente al tipo 6702 J.G. Peso: Kg. 6 - Dimens: 12×13×14,5 cm. - Tensioni primarie: 110 - 125 - 140 - 160 - 220 - 280 - Tensioni secondarie: AT: 310 - 160 - 0 - 160 - 310 - Tensioni secondarie BT: 6,3 V - 8,5 A; 6,3 V - 1,2 A; 5 V - 3 A.

IMPEDENZA FILTRO Z 12 A III - Per 1ª cellula sull'uscita + 350 V.
Equivalente al tipo Z 2123 J.G.
Peso: Kg. 0,820 - Dimens.: 7×4,6×6 cm. - Induttanza 3 H - Corrente norm.: 200 mA cc. - Res. 100 Ohm.

IMPEDENZA FILTRO Z 3 A III - Per cellula filtro sull'uscita + 160 V.
Equivalente al tipo Z 321/4 J.G.
Peso: Kg. 0,450 - Dimens.: 4×3,2×5 cm. - Induttanza 4 H - Corrente norm.: 75 mA cc. - Res 190 Ohm.

AUTOTRASFORMATORE DI USCITA VERTICALE AU 35 A III
Equivalente al tipo 7201-D J.G. - Per la deflessione del fascio. Peso: Kg. 1,370 - Dimens.: 7,5×8,5×6,5 cm. Induttanza primaria a vuoto: 75 H - Res.: 2000 Ohm - Rapporto di trasf.: 13/1 - Resistenza secondaria: 14 Ohm.

TRASFORM. PER OSCILLATORE VERTICALE BLOCCATO T 3 A III
Equivalente al tipo 7251/B J.G. per generare segnali a dente di sega. Peso: Kg. 0,310 - Dimens.: 4,5×3,5×5 cm. - Induttanza primaria: 18 H - Res.: 200 Ohm - Rapporto di trasform.: 1/4 - Res. secondaria: 160 Ohm.

PRODOTTI DI ALTA QUALITÀ

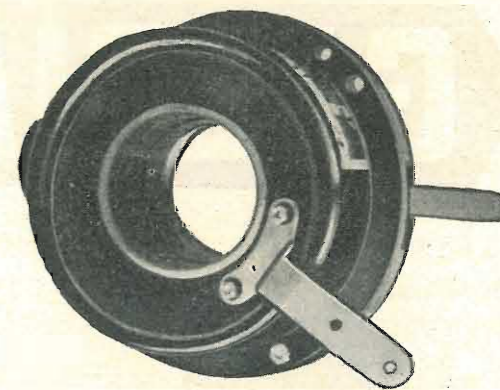
STABILITÀ • SICUREZZA • FISSITÀ DELL' IMMAGINE • BASSO COSTO

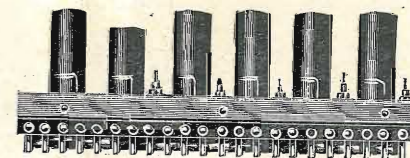
Tutti i trasformatori costruiti dalla FAE per la TV sono stati realizzati con la più grande cura facendo tesoro delle esperienze altrui e della propria e possono soddisfare le maggiori esigenze. Molti tipi qui non elencati risolvono importanti problemi specifici. **A richiesta si costruisce qualunque tipo di trasformatore per radio su dati forniti dai Sigg. Clienti.**
Il nostro Ufficio Tecnico può provvedere al calcolo dei trasformatori medesimi.

LA DITTA GARANTISCE LA MASSIMA RISERVATEZZA

MILANO - NAPOLI - CIVITANOVA MARCHE

Focalizzatore magnetico

- **Tipo 1401 G. B. C.**

Telai pre-montati per Televisione

- **Telaio per il suono**
- **Telaio amplificatore Video**
- **Telaio di sincronismo**
- **Gruppo Sintonizzatore**

Massima efficienza ✦ Elevato rendimento

E' uscito il listino n. 21 e il catalogo n. 89

Il materiale impiegato per la costruzione di detti pannelli porta la sigla delle migliori Case Mondiali: Ediswan - Rosenthal - Erie.

É USCITO IL LISTINO N. 91 !!! ed i **"PACCHI STANDARD" sono quasi esauriti!**

Non perdete tempo!

Ritagliate il talloncino e speditelo alla Ditta

Vi verranno inviate le ultime pubblicazioni e i famosissimi elenchi **"PACCHI STANDARD"** il successo dell' anno 1954.

Alla Ditta **Gian Bruto Castelfranchi**
VIA PETRELLA 6-A - MILANO

Nome ....
Cognome ....
Via ....
Città ....
Provincia ....

CESA s. r. l.

CONDUTTORI ELETTRICI SPECIALI - AFFINI

MILANO

Via Conte Verde N. 5 - Telefono N. 606-380

- **Filo Litz**
- **Fili smalto seta**
- **Conduttori isolati in cloruro di polivenile**
- **Conduttori isolati in politene**
- **Conduttori schermati**
- **Cordini flessibili per alimentazione**

Per tutte le applicazioni radio, televisive e telefoniche

6

GIUGNO 1954

XXVI ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietaria . . . **EDITRICE IL ROSTRO S. a R. L.**
Amministratore unico . . . . . . **Alfonso Giovene**

Consulente tecnico . . . **dott. ing. Alessandro Banfi**

Direttore responsabile . **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari: VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227.

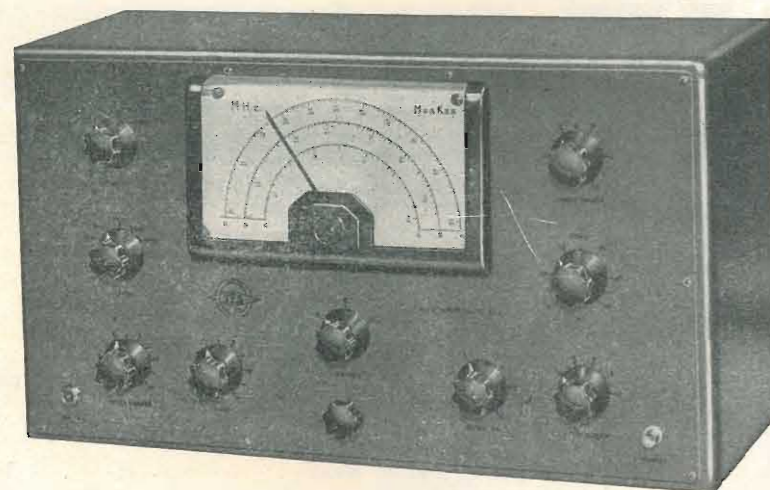
La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « l'antenna » e la sezione « televisione » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa L. 250; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 2500 più 50 (2 %) imposta generale sull'entrata); estero L. 5000 più 100. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

... in questo numero ...

Mozambico, Grecia, Guatemala, Giappone, Sudan, Siria, Tangeri.

GIUGNO 1954 6

Buone Prospettive per la TV

Il periodo estivo è sempre stato notoriamente calmo per il mercato radio: e probabilmente lo diverrà pure per la TV, dopo che questa avrà raggiunto una certa quale saturazione fra il pubblico italiano.

Non bisogna però dimenticare che la TV presenta delle interessanti possibilità di assorbimento direi quasi complementare presso le varie categorie di teleamatori.

Voglio alludere all'esodo cittadino verso la villeggiatura estiva ove la TV assurge in molti casi ad una vera necessità.

Mentre infatti il bisogno della TV non è normalmente così sentito nelle grandi città così come lo è invece in provincia, il desiderio della TV si risveglia improvvisamente nella famiglia cittadina che nel periodo lascia l'accaldata città, per raggiungere località prive di quell'abituale svago ricreativo offerto dai numerosi spettacoli cittadini.

La TV è in questi casi una preziosa e discreta compagna che ravviva e trasforma profondamente la vita intiera di molte famiglie in villeggiatura. Ho voluto sottolineare questo caso tipico di diffusione della TV in determinati settori (ed infiniti altri ve ne sono analoghi) per riferimenti all'intensa e febbrile attività di preparazione che si svolge in questo periodo presso le industrie nazionali.

Tutti si stanno preparando per affrontare con successo la prossima stagione autunnale, che si aprirà con la consueta Mostra Nazionale della Radio e TV organizzata come sempre dall'ANIE.

Non è azzardato ritenere che lo sforzo di produzione e propaganda della nostra industria radioelettrica affiancato e potenziato da un concomitante sforzo della RAI nel campo dei programmi, daranno un notevole e decisivo impulso alla diffusione popolare della TV.

Già un notevole interesse alla TV è stato notato in questi giorni a causa delle trasmissioni sportive del Giro d'Italia e delle trasmissioni internazionali che culmineranno coi campionati mondiali di calcio dalla Svizzera. Il recente cambio della guardia alla direzione della RAI è sintomatico e di ottimo augurio per le prossime future sorti della TV italiana.

Si è così chiuso infatti il primo periodo preparatorio di allestimento di una vasta ed efficente rete di telediffusori che interessa la parte più ricca e produttiva del territorio nazionale, e si è collaudato con ottimo risultato tutto il complesso meccanismo tecnico al quale è affidato il regolare svolgimento del servizio TV. Inoltre in questi primi sei mesi di programmi regolari si è già potuto vagliare il buono dal mediocre e sondare discretamente i gusti del pubblico. Pertanto la nuova direzione della RAI prendendo ora le mosse da queste felici e favorevoli posizioni ha tutte le " chances " di valorizzarle, e svilupparle accentuando ancor più tutti quei caratteri di qualità, scrupolo, gusto e prestigio che i programmi TV italiani già stanno godendo presso organizzazioni estere di telediffusione di molto più antica esperienza.

Certo è che la RAI non deve dormire ora sugli allori ed un duro compito da assolvere le si affaccia.

*L'impostazione, lo studio, e la preparazione continuativa dei programmi TV è cosa ardua, che richiede un intuito, una competenza **ed una esperienza non comuni.***

I programmi TV della RAI pur avendo molto di buono (e ciò è indiscutibilmente riconosciuto) contengono anche molta zavorra.

Questo non è un appunto nè un rimprovero, chè ben si intuiscono le tremende difficoltà che insorgono in tale campo: è però un incitamento ed un suggerimento al miglioramento del tono generale medio del programma che pur toccando sovente vette elevate, particolarmente nel settore drammatico, lascia altrettanto sovente a desiderare in altri settori.

Il genere « rivista » che offre vaste possibilità di successo se ben sorretto ed organizzato, non ha riscosso ad esempio nel giro di questi primi sei mesi di trasmissione regolare, la approvazione incondizionata dei teleamatori italiani. E' questo comunque un settore programmistico molto delicato e difficile per la RAI a causa delle inevitabili limitazioni moralizzatrici imposte e della estrema sensibilità e diversità di reazione del nostro pubblico per tale genere di spettacoli.

L'incremento degli abbonati alla TV è crescente e rassicurante: una media di circa 9.000 abbonati al mese in questi primi mesi di esercizio. Media che certamente aumenterà in misura notevole nella prossima stagione invernale, con la previsione di superare con largo margine le 100.000 unità entro il corrente anno.

Intendiamoci: la cifra in se è modesta in valore assoluto. Ma messa in relazione ai vari fattori che inceppano i primi passi di un servizio TV, è sintomatica e confortante. La popolarità della TV è basata su due fattori principali: il costo dei televisori e la qualità dei programmi. Per ridurre il costo dei televisori la nostra industria sta facendo sforzi inimmaginabili: e questo forzo sortirà certamente in effetto positivo. Vada lode pertanto ai nostri accorti industriali. Tocca ora alla RAI di assicurare l'altro fattore, riorganizzando il proprio servizio programmi su canoni più aderenti ai desideri del nostro pubblico. Nonostante le molte, effettive difficoltà, anche il settore dei film cinematografici può essere notevolmente migliorato e potenziato: per prima cosa abolendo quelle infelici trasmissioni a catena di films della TV americana assolutamente stonate per il nostro pubblico di gusti più raffinati.

Comunque dal bilancio dei primi sei mesi di TV italiana non possiamo dirci scontenti: il prossimo avvenire ci dirà se le nostre ottimistiche previsioni di una felice e rapida evoluzione in meglio si saranno verificate con beneficio generale della vita nazionale.

A. BANFI

La nuova Direzione della RAI

NELLA riunione del 3 giugno u.s., il Consiglio di Amministrazione della RAI ha provveduto alla nomina delle cariche sociali chiamando alla presidenza della Società il prof. Antonio Carrelli, direttore dell'Istituto di Fisica dell'Università di Napoli, confermando alla vicepresidenza l'avv. Attilio Pacces e nominando Amministratore Delegato l'ing. Filiberto Guala attualmente presidente del Piano Incremento Occupazione Operaia-Case per lavoratori. Il Consiglio ha quindi proceduto alla nomina del nuovo Direttore Generale, ing. Giovanni Battista Vicentini in sostituzione del rag. Salvino Sernesi.

Gli Stadi di Frequenza Intermedia Video

Amplificatori a frequenza intermedia con accoppiamento a filtro di banda - Circuiti trappola: trappole ad accoppiamento induttivo; trappole ad accoppiamento capacitivo; trappole catodiche - Scopi, effetti sulla curva di risposta FI video, efficacia.

(parte quarta)

dott. ing. Antonio Nicolich

6 - AMPLIFICATORI FI CON ACCOPPIAMENTO A FILTRO DI BANDA

Circuiti di accoppiamento a struttura di filtro, possono essere realizzati in grandissima varietà, derivandoli dal tipo a due circuiti sintonizzati.

La fig. 16 rappresenta qualcuno dei sistemi più comunemente usati.

In *a*) è rappresentato l'accoppiamento induttivo fra 2 circuiti, ottenuto mediante l'induttanza L comune. Un simile circuito ha una curva di risposta analoga a quella di un circuito a trasformatore con entrambe primario e secondario accordati. Il coefficiente di accoppiamento è all'incirca proporzionale al valore di L. Quando L è una porzione notevole della induttanza di accordo $L_1 = L_2$, si ottengono due massimi nella curva di risposta, perchè i due circuiti risultano sovraccoppiati. In *b*) l'accoppiamento fra i due circuiti è ottenuto per mezzo di un condensatore C comune. Il coefficiente di accoppiamento risulta circa inversamente proporzionale a C. I due massimi nella risposta si verificano per C sufficientemente piccolo da produrre sovra accoppiamento.

Se la FI è alta, il circuito *b*) non è opportuno perchè non tiene conto della capacità di uscita dello stadio precedente e di quello di entrata dello stadio successivo.

In *c*) l'inconveniente accennato per *b*) non esiste più. L'accoppiamento di due circuiti fra « lati caldi » offre il vantaggio di variare a piacere il coefficiente di accoppiamento usando per C un condensatore variabile, di più facile uso che una induttanza variabile.

In *d*) si ha un filtro passa banda del tipo a T. Il circuito di accoppiamento consta di 3 sezioni: i due rami superiori del T sono circuiti a risonanza di corrente in serie, che alla frequenza di risonanza presentano un minimo di impedenza e quindi trasferiscono il massimo segnale dall'anodo del tubo precedente alle griglie di quello successivo; il circuito centrale del T è invece a risonanza di tensione in parallelo, e alla frequenza di risonanza presenta impedenza massima verso massa coadiuvando l'azione dei due bracci del T. Questo tipo di accoppiamento si presta bene fra due triodi a basso μ,

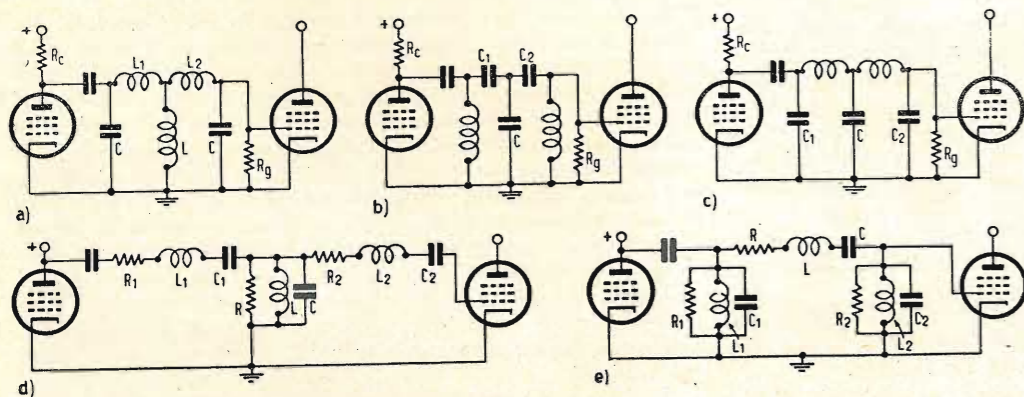



Fig. 16. - Circuiti di accoppiamento a filtro di banda: *a*) Accoppiamento induttivo (L in comune); *b*) Accoppiamento capacitivo (C in comune); *d*) Accoppiamento a filtro tipo a T; *e*). Accoppiamento a filtro tipo a π.

alimentati a tensione costante, ma non è adatto all'uso in connessione coi pentodi alimentati a corrente costante, perchè l'alta resistenza interna di questi non permette al circuito R_1, L_1, C_1 di influire sulla componente alternativa della corrente anodica. Inoltre il filtro a T trascura le capacità di entrata e uscita dei tubi e richiede l'alimentazione anodica in parallelo della placca del 1° tubo.

In *e*) è indicato un filtro accoppiatore del tipo a π pure scomponibile in 3 sezioni: la sezione centrale superiore è un circuito risonante in serie; i due rami laterali del π sono costituiti da 2 circuiti a risonanza di tensione in parallelo, risonanti ciascuno sulla propria frequenza. Scegliendo opportunamente le frequenze di risonanza dei 3 rami e i loro coefficienti di sovratensione Q, si riesce a dare alla curva di risposta del filtro una forma prossima alla rettangolare, unitamente ad un buon guadagno dello stadio. Il filtro a π di fig. 16-e è consigliabile in connessione coi pentodi, perchè il circuito R_1, L_1, C_1 fuga a massa le componenti variabili del segnale in placca del tubo precedente, quando la frequenza di lavoro non è quella di risonanza.

7 - CIRCUITI TRAPPOLA

Si è accennato alla necessità di escludere dal canale video in un ricevitore televisivo ogni traccia di segnali estranei, dovute al suono associato e alle portanti dei canali adiacenti. Fortunatamente in Italia i 5 canali televisivi adottati dalla RAI non sono adiacenti; inoltre i trasmettitori accordati alle frequenze più vicine sono geograficamente allontanati per cui il pericolo di interferenza non è da temere. In Italia dunque il problema della reiezione si limita ad escludere dal video il suono, che lo accompagna nello stesso canale. Ben più grave si presenta il problema della reiezione in America, dove i canali sono 13 e adiacenti salvo i canali 4 e 5 che sono separati dalla diversità delle bande basse e alte.

7.1. - Le caratteristiche dei circuiti trappola sono:

1°) La trappola deve attenuare la portante audio in modo che il battimento fra video e audio nel punto corrispondente a 5,5 MHz risulti trascurabile; 2°) La trappola deve permettere di avere una risposta abbastanza ampia e piatta intorno alla portante audio, per evitare che il suono subisca discriminazione per pendenza della risposta; 3°) la curva di risposta FI video non deve subire alterazioni per effetto della trappola, se non nelle immediate adiacenze della portante audio; 4°) la trappola deve essere disposta nel ricevitore in un punto adatto per prelevare il segnale da portare all'ingresso dell'amplificatore FI audio nei ricevitori convenzionali a canali separati.

7.2. - Trappole ad accoppiamento induttivo.

La fig. 17-a rappresenta una trappola costituita da un circuito risonante serie, chiuso su se stesso, accoppiato induttivamente ad una bobina a FI video. Si viene così a costituire un circuito che she si comporta come un trasformatore doppiamente accordato, in cui il secondario (trappola) risuona all'incirca alla f_{ia}. A questa frequenza la trappola riflette nel primario un'alta resistenza in serie, il che ha come effetto di abbassare il Q ed il guadagno del primario. L'accoppiamento fra primario e trappola non deve essere troppo stretto, altrimenti si altera profondamente l'intera curva FI video.

La fig. 17-b indica il circuito equivalente di fig. 17-a. Il primario risuona alla frequenza f_{01} e la trappola a f_{02}. Per semplicità si suppone $L_1 = L_2 = L$. Il coefficiente di accoppiamento non è eccessivo quando la trappola non ha effetto sul primario. Alla frequenza f_{01} la trappola è assai lontana dalla sua risonanza, perciò la reattanza è preponderante sulla resistenza, che può essere trascurata; allora la impedenza Z_2 del secondario vale circa:

$$Z_2 \approx j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_2}\right) \qquad (72)$$

mentre l'impedenza riflessa Z_r nel primario è:

$$Z_r = \frac{(\omega M)^2}{j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_2}\right)} \qquad (73)$$

l'effetto di Z_r è trascurabile quando non supera l'1 % della reattanza induttiva del primario:

$$\frac{(\omega M)^2}{\omega L - \frac{1}{\omega C_2}} = \frac{\omega L}{100} \qquad (74)$$

Ricordando le (42) e (43) la (74) può essere scritta:

$$\frac{K^2 f_{o1}^2}{f_{o1}^2 - f_{o2}^2} = \frac{1}{100} \qquad (75)$$

dove K è definito dalla:

$$K = \frac{M}{L} = \left(\frac{f_{o1} - f_2}{50 f_{01}}\right)^{1/2} \qquad (67)$$

Il coefficiente K definito dalla (76) deve intendersi minimo, perchè al di sotto di esso la trappola risulta inefficiente. La trappola sarà disposta nello stadio per il quale la differenza $f_{o1} - f_{o2}$ è massima, se nulla si oppone a tale scelta. Intorno alla risonanza la trappola riflette una pura resistenza in serie al primario. La tensione di uscita del primario vale:

$$V_u = \frac{i_a}{\omega C_1}\sqrt{\frac{r^2 + (\omega L)^2}{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1}\right)^2}} \qquad (77)$$

in cui $r = r_1 + Z_r$; i_a = corrente anodica del tubo.

La corrente i_a nel primario è allora data da

$$i_a = \frac{V_u}{Z_1},$$

essendo Z_1 l'impedenza della bobina primaria. La tensione indotta nel secondario si valuta moltiplicando la corrente primaria per la reattanza della induttanza mutua, ossia $v_{ind} = \omega M_{ia}$; infine la tensione ai capi dell'induttanza secondaria avente il coefficiente di sovratensione Q_s è $V_s = Q_s V_{ind}$.

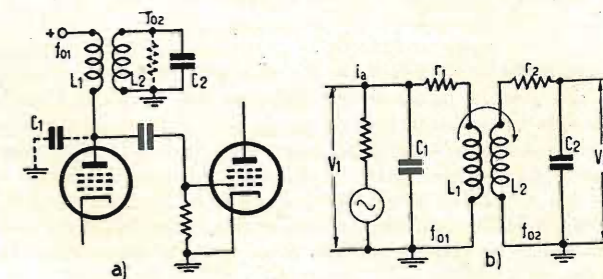



Fig. 17. - Circuito risonante serie trappola accoppiato induttivamente in uno stadio ad un solo circuito accordato: *a*) Circuito fondamentale *b*) Circuito equivalente.

A frequenza leggermente superiore a quella f_{02} di risonanza l'impedenza capacitiva riflessa Z_r al primario è valutabile con la:

$$Z_r = \frac{(\omega M)^2}{r_2 + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_2}\right)} =$$

$$= \frac{(\omega M)^2 r_2 - j(\omega M)^2\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{r_2^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2} \qquad (78)$$

La componente reattiva di Z_r è nulla alla risonanza, mentre è massima per $\omega L - 1/\omega C_2 = \pm r_s$, nel qual caso:

$$Z_r = \frac{(\omega M)^2 (1 \pm j)}{2 r_s} \qquad (79)$$

La frequenza leggermente $> f_{02}$, per la quale si verifica le (79) è calcolabile costituendo nella (78) a ωL e $1/\omega C_2$ relativa al secondario, le espressioni (42) e (43) già ricordate.

Si ottiene:

$$Q_2\left(\frac{f}{f_{o2}} - \frac{f_{o2}}{f}\right) = 1 \qquad (80)$$

da cui approssimativamente:

$$f = f_2 \pm \frac{f_{o2}}{2 Q_2} \qquad (81)$$

La $f > f_{02}$ si ottiene dalla (81) assumendo il segno più.

La tensione indotta nella bobina del secondario si calcola come nel caso precedente; tale tensione divisa per $\sqrt{2}\, r_2$ dà la corrente secondaria I_3; la tensione ai capi dell'induttanza secondaria a f vale $V_2 = \omega L I_2$.

A frequenza leggermente $< f_{02}$ il secondario riflette al primario una reattanza induttiva ancora calcolabile con la (79).

La frequenza $f < f_{02}$ si ottiene dalla (81) assumendo il segno meno.

Per ottenere la tensione ai capi della L secondaria si segue lo stesso procedimento indicato per $f > f_{02}$.

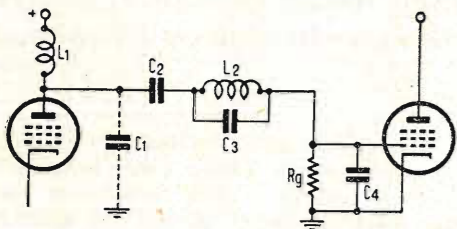



Fig. 18. - Trappola in serie ad accoppiamento capacitivo.

La trappola deve venir tarata non per la massima uscita a f_{ia}, ma per la minima interferenza del suono nel video. In generale un solo circuito trappola non riduce a sufficienza (occorrono almeno 30 dB) la portante FI audio. E' quindi necessario aggiungere altre trappole, aumentare l'accoppiamento fra primario e secondario, oppure la nota di battimento a 5,5 MHz può essere eliminata nell'amplificatore video seguente il 2° rivelatore mediante un circuito assorbitore sintonizzato a 5,5 MHz.

L'effetto della trappola sulla curva di risposta FI video è quella di produrre un minimo alla frequenza sua propria f_{02} di risonanza, ed un massimo poco pronunciato alla frequenza leggermente inferiore a f_{02} per la stessa ragione per la quale si formano i due picchi nel circuito biaccordato.

Quando la trappola è usata per prelevare il segnale FI audio da portare all'ingresso del 1° stadio dell'amplificatore a f_{ia}, il circuito di ingresso di tale stadio carica il circuito trappola, perchè ha una resistenza non infinita e per la presenza di capacità distribuite. Ne consegue una diminuzione del Q della trappola. Si può ottenere l'inconveniente inviando all'amplificatore FI audio non tutta la tensione ai capi della trappola, ma una quota parte eseguendo una presa sulla bobina della trappola stessa. In tal modo si ha un segnale più debole all'entrata dell'amplificatore FI, ma in compenso si abbassa meno il Q della trappola, che conserva quasi tutto il suo potere assorbitore delle tensioni a f_{ia}.

7.3. - Trappola ad accoppiamento capacitivo.

In fig. 18 è rappresentato un circuito trappola in serie accoppiato ad un circuito accordato singolo di FI per mezzo di un condensatore. Alla frequenza di risonanza il circuito parallelo $L_2\, C_3$ presenta impedenza massima, quindi il segnale da non trasferire nel canale video, si localizza per la massima parte ai capi di detto circuito. Alle frequenze lontane della risonanza, il circuito trappola non deve presentare impedenza apprezzabile per non ostacolare l'inoltro del segnale video; occorre perciò che C_3 sia abbastanza grande; in tal modo però si ottengono dei bassi Q per il circuito stesso, che pertanto non ha un forte potere assorbitore del segnale indesiderato. Inoltre la trappola in questo caso non serve per l'estrazione del segnale FI audio, perchè non ha nessun estremo a massa.

Si preferisce accoppiare capacitivamente al circuito FI un circuito risonante parallelo ad alto Q, come in fig. 19-a, di cui la fig. 19-b rappresenta il circuito equivalente, in cui la bobina L_1 del primario FI video risuona a f_{01}, mentre la L_2 secondaria della trappola risuona a f_{02}. Il coefficiente di accoppiamento della trappola dipende dal valore di C_3, per il quale conviene assumere il valore di $C_2/10$. Consideriamo il comportamento della trappola alla frequenza di risonanza f_{02}, alla quale equivale ad una pura resistenza in serie con C_3. Una nota trasformazione di circuiti permette di passare da X_s, R_s in serie a X_d, R_d in parallelo, uguagliando le ammettenze si trova subito:

$$R_d = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s} \; ; \qquad X_d = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s}$$

Si viene così a costituire un semplice circuito parallelo R, L, C, la cui tensione V_1 di uscita coincide con quella ai capi del primario:

$$V_1 = \frac{R i_a}{\sqrt{\left[1 + \dfrac{R\,(\omega L - 1/\omega C)}{L/C}\right]^2}} \qquad (82)$$

dove i_a è la corrente anodica del tubo precedente.

La tensione V_2 ai capi della trappola vale

$$V_2 = V_1\, Z_2\, \omega C_3 \qquad (83)$$

in cui Z_2 è l'impedenza della trappola.

A frequenze leggermente inferiori a f_{02} la trappola si comporta come un'induttanza che risuona con C_3. L'impedenza di un circuito risonante parallelo può essere scritta:

$$Z = \frac{R}{1 + j\,Q\alpha} = \frac{R - jQ\alpha}{1 + (Q\alpha)^2} \qquad (84)$$

dove lo scarto della frequenza attuale dalla risonanza è messo in conto da

$$\alpha = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}$$

Alla risonanza $Q\alpha = 0$ e l'impedenza Z si riduce alla semplice componente resistiva che assume il valore massimo R. Per $Q\alpha = 1$ le due componenti resistiva e reattiva sono uguali al $Z/2$. Allontanandosi dalla risonanza la componente reattiva predomina sempre più si quella resistiva, che diviene trascurabile.

L'effetto della trappola sulla curva di risposta di un circuito accordato è sempre quello di far apparire un massimo e un minimo; entrambi si verificano a frequenza $< f_{02}$ di accordo del circuito trappola, dove l'effetto della stessa è trascurabile.

Al fine di isolare la f_{ia} è allora necessario accordare la trappola ad una frequenza circa 1 MHz superiore alla f_{ia}. Le trappole ad accoppiamento capacitivo possono equivalere a quelle ad accoppiamento induttivo regolando opportunamente i coefficienti di accoppiamento.

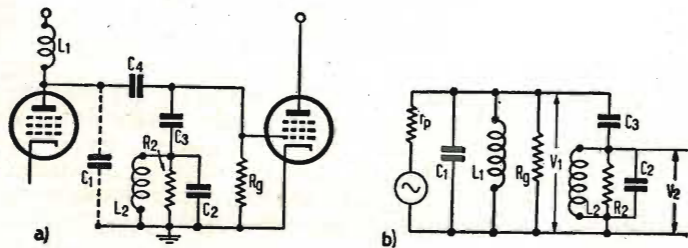



Fig. 19. - Trappola ad accoppiamento capacitivo: *a*) Circuito fondamentale; *b*) Circuito equivalente.

7.3. - Trappole catodiche.

Le trappole ad accoppiamento induttivo o capacitivo descritte in 7.2 e 7.3 rispettivamente agiscono inserendo nel circuito primario FI video una pura resistenza, o un'induttanza o una capacità, col risultato di abbassare il Q ad una certa frequenza, e di produrre un picco di risonanza ad una certa frequenza. Il principio delle trappole inserite nel circuito di catodo del pentodo amplificatore FI è quello di ridurre il guadagno, per modo che non si verificano punte nella risposta dello stadio.

Un esempio è mostrato in fig. 20-a. Un circuito ad alto Q a risonanza di tensione accordato alla f_{ia} è inserito nel circuito di catodo di un pentodo. A questa frequenza esso si comporta come una resistenza relativamente alta, abbassa il guadagno dell'amplificatore per effetto di controreazione del segnale griglia-catodo. L'impedenza della trappola può inoltre essere fatta abbastanza alta per le frequenze lontane dalla risonanza, in modo da influenzare l'intera curva di risposta FI dello stadio e di ricavare il segnale per l'amplificatore FI audio.

Fig. 20. - Trappola catodica: *a*) Circuito fondamentale; *b*) Circuito equivalente di principio; *c*) Circuito equivalente in particolare.

In fig. 20-b l'impedenza della trappola è indicata con Z_k risonante a f_2, mentre l'impedenza anodica Z_1 risuona a f_1. Z_k è opportunamente scelta quando il suo effetto sulla impedenza di carico anodico è trascurabile a f_{01}.

Per un pentodo amplificatore con basso carico anodico l'espressione del guadagno è:

$$G = \frac{\mu Z_1}{\mu Z_k + r_p} = \frac{Z_1}{Z_k + 1/G_m} \qquad (85)$$

Occorre che sia Z_k trascurabile rispetto a G_m (conduttanza mutua del tubo amplificatore).

Alla frequenza f_1 di accordo della bobina anodica, la trappola è fortemente disaccordata, per cui la fig. 20-c fornisce:

$$Z_k = \frac{L_2/C_2}{j\left(\omega_{01}L_2 - \dfrac{1}{\omega_{01}C_2}\right)} \qquad (86)$$

Poichè a f_{01}, Z_k è una reattanza, mentre $1/G_m$ è una resistenza, basta porre $Z_k = 0{,}1/G_m$:

$$\frac{L_2/C_2}{\omega_{01}L_2 - \dfrac{1}{\omega_{01}C_2}} = \frac{1}{10\, G_m} \qquad (87)$$

Ricordando che $\omega_0^2 LC = 1$, la (87), per f_{01}, dà

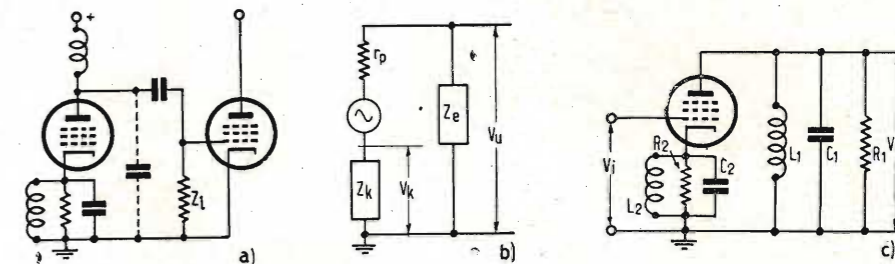
$$\frac{f_{01}}{2\pi L_2\,(f_{01}^2 - f_{02}^2)} = \frac{1}{10\, G_m} \qquad (88)$$

da cui, risolvendo rispetto a C_2 si ha approssimativamente:

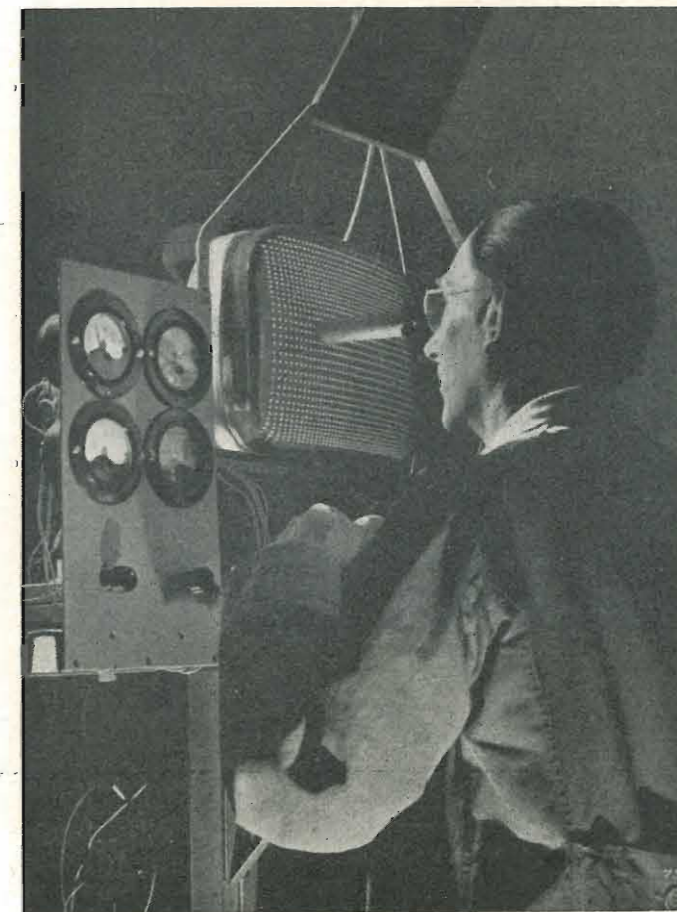
$$C_2 = \frac{2{,}5\, G_m}{\pi\,(f_{01} - f_{02})} \qquad (89)$$

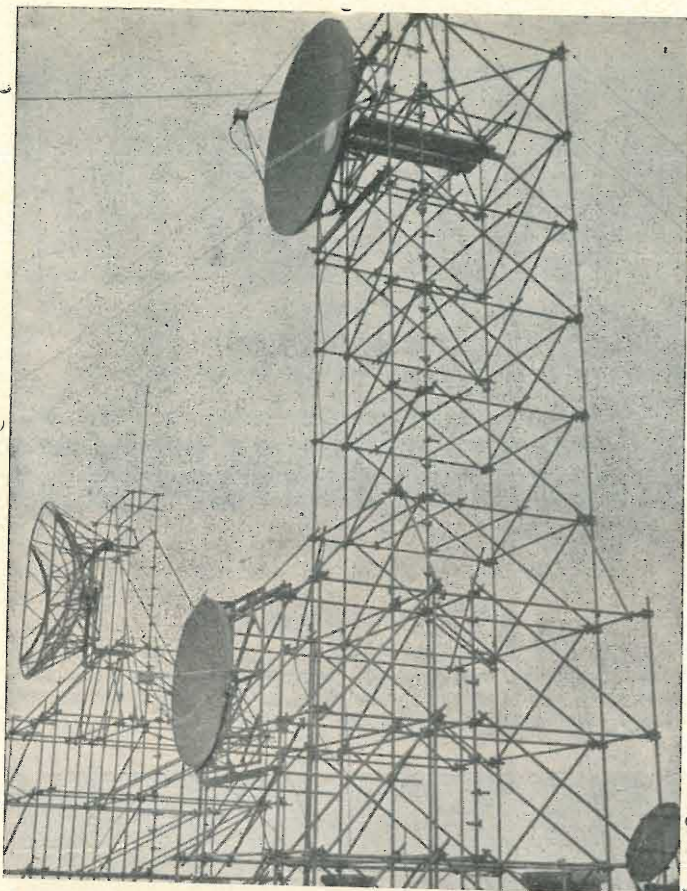
Questo valore di C_2 è da riguardarsi come un massimo, perchè per C_2 maggiore del valore dato della (89) si avrebbe un inutile abbassamento dell'impedenza della trappola.

La trappola catodica non produce sulla curva di risposta generale dell'amplificatore FI video, nessun picco; presenta invece un minimo alla frequenza di risonanza propria f_{02}. Poichè Z_k è in serie con Z_1 le cadute di tensione sono proporzionali alle impedenze. La tensione di uscita della trappola catodica risulta minore di quella di entrata all'amplificatore, perchè si tratta di un trasferitore catodico. Una trappola ad accoppiamento induttiva posta nel circuito anodico del tubo convertitore ha uscita circa doppia di quella di una trappola posta in serie col catodo del 1° stadio amplificatore FI video.

La (85) dice che il rapporto fra i guadagni con e senza trappola catodica è uguale a $G_m Z_k + 1$, ossia l'efficienza della trappola in oggetto dipende dalla G_m; se questa è bassa l'efficienza è insufficiente. E' quindi necessario che il tubo lavori con polarizzazione costante, abbia massima G_m e non gli sia applicato il regolatore del contrasto, o il c.a.s. Dati i bassi valori del rapporto L/C è difficile ottenere Q alti; la situazione può essere migliorata ricorrendo ad un trasformatore di accoppiamento fra il catodo (primario) e la trappola (secondario). L'efficienza in tal caso dipende dall'impedenza riflessa al primario. Alla risonanza il secondario riflette resistenza pura; sopra la risonanza riflette resistenza in serie a capacità; sotto la risonanza riflette resistenza in serie a induttanza. Anche per la trappola catodica il coefficiente di accoppiamento dovrà essere determinato in modo che l'effetto della trappola stessa sia trascurabile a f_{01}.

(continua)

Arte e Tecnica Elettronica

L'obiettivo di Walter Nürnberg ha fissato in un morbido rapporto di luci e di ombre una fase del controllo della grandezza e della forma dello spot luminoso, nel corso della fabbricazione di tubi a raggi catodici (Revue Technique Philips).

Televisione Europea: I Collegamenti Internazionali

Superando le difficoltà dovute all'esistenza di ben tre diversi standard, otto nazioni europee hanno realizzato un collegamento internazionale con scambio di programmi TV

Un gruppo di antenne installate a Cassel per il radiocollegamento Cassel-Swingate attraverso la Manica. Al centro sono le antenne principali.

L'antenna montata sul Municipio di Lilla e destinata al radiocollegamento Cassel-Lilla. Lilla è il centro di smistamento dei tre standard.

A sinistra è rappresentata la rete di collegamenti, tutti a ponte radio, tra le otto nazioni europee interessate all'interessante esperimento.

Come avevamo già annunziato nello scorso numero, dal 4 Giugno al 6 Luglio prossimo si sono effettuate le tanto attese trasmissioni di TV alle quali sono interessate 8 Nazioni europee: Inghilterra, Francia, Italia, Olanda, Danimarca, Svizzera, Belgio e Germania.

Un intenso lavoro di preparazione tecnica sperimentale ha preceduto questo avvenimento che si può ritenere di estrema importanza storico-sociale quando si consideri che mai sino ad ora era stato possibile «vedere» in Italia direttamente un avvenimento londinese nello stesso istante del suo svolgimento, o viceversa.

Infatti Domenica 6 Giugno e Sabato 12 Giugno sono stati realizzati con pieno successo i due collegamenti SUD-NORD (Roma-Londra-Scozia) e NORD-SUD (Scozia-Londra-Roma) con tutte le vaste diramazioni nei Paesi interessati.

Questa impresa che può anche sembrare a qualcuno di relativa semplicità, ha richiesto lo studio e l'applicazione intensa da parte di migliaia di tecnici affratellati in un mirabile sforzo di collaborazione, al di sopra di ogni frontiera.

Occorre tener presente che le difficoltà che si presentavano per l'effettuazione di questi collegamenti erano ben più grandi di quelle di una pura e semplice catena di ponti-radio attraverso migliaia di chilometri di territorio cosa che già si verifica quotidianamente negli U.S.A.

In Europa infatti esistono attualmente in atto ben 3 differenti « standard » di televisione: l'Inghilterra con 405 righe d'analisi, la Francia con 819 righe e tutte le altre Nazioni europee con 625 righe.

Dopo lunghe ricerche sperimentali il problema era stato risolto e collaudato brillantemente lo scorso anno in occasione delle trasmissioni TV da Londra a Parigi, delle cerimonie per l'incoronazione della Regina Elisabetta.

Quest'anno la cosa è stata ampliata e perfezionata, ed ora in tutti i punti di passaggio fra due reti di trasmissione con standard differenti sono state installate le speciali apparecchiature per la conversione dello standard.

Richiamiamo qui brevemente in che cosa consistono tali apparati, che sono essenzialmente composti di uno speciale ricevitore TV ad alta qualità ed una telecamera appositamente modificata in alcuni particolari tecnici.

L'immagine riprodotta sullo schermo fluorescente del ricevitore possiede alcune proprietà che la differenziano da quelle dei comuni ricevitori TV: anzitutto la rigatura (accuratamente e positivamente interlacciata) viene fatta praticamente scomparire dotando lo « spot » del tubo catodico di un rapidissimo movimento oscillatorio in senso trasversale alle righe: ne deriva una morbida fusione fra le varie righe contigue che divengono pertanto invisibili. Si noti che tale procedimento (chiamato dagli inglesi « wobbulazione » o « wobble ») non migliora la definizione dell'immagine, anzi la deteriora leggermente, ma la rende praticamente uniforme e priva della classica rigatura.

Oltre a questo accorgimento, l'immagine riprodotta sullo schermo di un tubo catodico di speciale fattura possiede un tempo di « rimanenza » un po' superiore a quello dei tubi catodici usati correntemente nei televisori domestici: sempre però non eccedente 1/25 di secondo, sotto pena di avere delle « code » di trascinamento negli elementi d'immagine in rapido movimento.

Questa immagine così preparata viene ripresa con una telecamera esattamente sincronizzata sull'identica frequenza di quadro, predisposta con le caratteristiche di rigatura d'analisi del nuovo « standard » al quale si desidera passare.

E' facile comprendere che, mentre la conversione da uno standard ad alta definizione (819 righe della Francia) ad uno standard a definizione inferiore è sempre qualitativamente accettabile, non così può dirsi dell'opposto, cioè il passaggio ad esempio dallo standard inglese a 405 righe a quello italiano a 625 righe o tanto meno a quello francese a 819 righe.

La qualità ed il dettaglio delle immagini ne vengono naturalmente a soffrire inquantochè la sola « informazione » presente è quella dello standard a minor numero di righe, nonostante l'effettivo superiore numero di righe.

E di ciò, ce ne siamo resi conto ricevendo in Itaila nei giorni scorsi le trasmissioni inglesi: e ci siamo anche resi conto della migliore effettiva qualità delle nostre immagini nei rispetti di quelle su standard a 405 righe.

Chiusa questa breve digressione tecnica sulla conversione degli « standard », passiamo ad illustrare i dettagli di questo eccezionale collegamento.

La rete TV italiana della RAI si inserisce nella rete europea mediante la stazione-relais del M. Generoso in Svizzera in collegamento con Milano. La rete dei vari intercollegamenti tutti a ponte-radio, è illustrata nel diagramma di fig. 1.

Il collegamento attarverso la manica fra l'Inghilterra ed il continente europeo è stato realizzato fra le stazioni-relais di Swingate (in Inghilterra) e Cassel (in Francia). Da Cassel la trasmissione TV sempre su 405 righe viene inviata a Lilla centro di smistamento, da dove ripartono le trasmisisoni sugli standard a 819 e 625 righe.

Le nostre foto, mostrano le installazioni tecniche a Cassel ed a Lilla. Questa rete di collegamenti TV europei ha permesso di far assistere tra l'altro a parecchi milioni di telespettatori, allo svolgimento delle principali partite del campionato mondiale di calcio.

Il primo esperimento pratico di televisione europea è pertanto pienamente riuscito e vogliamo sperare che, come anche ha detto il Sommo Pontefice nella sua allocuzione alla TV il 6 Giugno, ciò serva ad affratellare ed accomunare vieppiù i popoli di questo travagliato mondo. (*Electron*)

Un ingegnere della BBC presso gli impianti sistemati a Cassel. Nel periodo 6 Giugno - 4 Luglio circa diciotto diversi programmi saranno seguiti dai telespettatori di otto nazioni europee.

nel mondo della TV

Gruppo internazionale di studio sulla TV.

Organizzazioni radio del Belgio, Canadà, Danimarca, Francia, Germania, Giappone, Italia, Olanda, Svizzera e Stati Uniti sono state invitate ad inviare il prossimo luglio delegati a Londra per partecipare al primo gruppo internazionale di studio per produttori televisivi e direttori di programmi educativi e culturali. La BBC, che ha accettato di collaborare con l'Organizzazione Educativa Scientifica e Culturale delle Nazioni Unite (UNESCO) nel predisporre la manifestazione, fungerà da ospite.

Quando possibile, le discussioni saranno illustrate da programmi televisivi filmati o registrati, prodotti dalle organizzazioni partecipanti. I membri del Gruppo avranno anche l'opportunità di svolgere esercizi di produzione, in modo da dimostrare le differenti maniere in cui le trasmissioni televisive sono prodotte nei vari paesi.

La BBC porrà a diposizione gli studi e ogni altra facilitazione, mentre l'UNESCO pagherà le spese e il mantenimento dei membri del gruppo durante la loro permanenza a Londra. Obiettivo del gruppo di studio è esaminare le possibilità della televisione, la sua influenza sulla società e discutere se la televisione può essere usata per scopi educativi e culturali, pur soddisfacendo nel contempo il gusto e i desideri di un pubblico di massa.

Ma nuovi problemi sorgono costantemente e ogni paese cerca isolatamente di fare il miglior uso di questo modernissimo mezzo di comunicazione. Il Gruppo di studio dovrebbe risultare estremamente utile nel dare a uomini e donne di molti paesi l'opportunità di scambiare opinioni od esperienze e di discutere le difficoltà — tecniche ed artistiche — che sempre è necessario affrontare. (*Tr.*)

Aumenta in Inghilterra ii numero di videoascoltatori.

Il servizio televisivo in Gran Bretagna si sarebbe ora accaparrato il 41 % del totale dei radioascoltatori della BBC. Tale cifra, coprente i primi 3 mesi dell'anno, segna un forte aumento su quella dell'anno precedente (29 %). Nell'annunciare tali risultanze, basate su recenti ricerche, la BBC afferma che, il livello medio dei videoascoltatori della sera fra l'intera popolazione adulta britannica, ammontante a circa 37.6 milioni di persone, è salito dall'8.1 % nel primo trimestre 1953 all'11.5 % nel primo trimestre di quest'anno.

Fra la stessa popolazione dei videoascoltatori, i possessori di apparecchi riceventi televisivi sono passati dal 43.1 % l'anno scorso al 45 % nel 1954. (*Tr.*)

Camera TV subacquea che pesa mezzo chilo.

Una camera per la televisione subacqua che, avendo un peso di galleggiamento di mezzo chilogrammo, può essere facilmente maneggiata dall'operatore-sommozzatore, è in uso presso la Marina Britannica. La camera, lunga circa 60 centimetri e larga 20, può sopportare pressioni fino a un equivalente di profondità di 90 metri.

Il Com. J. Bathurst, già comandante della nave per ricuperi Reclaim, nel fornire recentemente questi particolari ha dichiarato che l'impiego della televisione subacquea consente un risparmio di denaro e di tempo, in quanto grazie ad essa è possibile procedere a ispezioni dei danni verificatisi sotto la linea di galleggiamento della nave, senza dover fare ricorso ai bacini di carenaggio. Nuove sezioni prefabbricate possono così essere approntate prima che la nave entri in bacino.

TV in laboratorio.

Recentemente ha avuto luogo a Londra, alla esposizione della Società di Fisica, una dimostrazione riguardante l'osservazione di campioni microscopici mediante la televisione.

Tale sistema permette di osservare con tutta comodità la riproduzione fortemente ingrandita di un'immagine prodotta da un microscopio a raggi ultravioletti. Lo studio di alcuni tipi di campioni biologici è inoltre notevolmente facilitato dalla maggior nitidezza di contorni data dall'uso di sorgenti luminose ultra-violette.

(*la rubrica segue a pag.* 168) (*Tr.*)

Presentiamo il 3 M k 7, Radar Antiaereo

Realizzato dall'Industria Elettronica Italiana

Nostro servizio particolare

Come già detto in una notizia di cronaca da noi riportata nel numero scorso, il 19 Maggo u.s. si svolse a Milano, negli stabilimenti della F.I.A.R., la consegna dei primi due radar di tipo AA N°. 3, Mk 7. L'approntamento di tali campioni richiese un lavoro non indifferente anche perchè, come ebbe a dire l'ing. Vellat alle autorità intervenute alla cerimonia, il radar AA N°. 3 Mk 7 è sicuramente il radar più complicato, dal lato tecnico, che si costruisca oggi in Italia.

Nella cronaca fotografica che qui riportiamo è possibile avere una idea della complessità dell'apparato. In alto è riprodotto il radar in stazione, con il paraboloide visto posteriormente.

Da sinistra: il rag. Amantia, della direzione della Compagnia Generale di Elettricità, il Marchese Targiani, Consigliere Delegato della Compagnia Generale di Elettricità, il Generale Napoli del Ministero della Difesa, il sig. Daroda della Cesa Elettronica e l'ing. Rostan, Direttore della Fabbrica Italiana Apparecchi Radio.

Un gruppo di tecnici della F.I.A.R. attorno al radar AA N°. 3 Mk 7 poco prima della dimostrazione pratica di inseguimento di un bersaglio mobile. Fino alla sua uscita dalla zona d'ombra (circa 1 km) il bersaglio, costituito da un palloncino metallico, viene seguito otticamente mediante cannocchiale fissato sulla parte posteriore del paraboloide.

Nella foto in basso, il paraboloide è visto frontalmente con al centro il dipolo rotante protetto da una custodia di materiale dielettrico.

Una delle caratteristiche peculiari dell'apparato è quella di consentire l'inseguimento automatico di un bersaglio, ciò che è ottenuto mediante complessi circuiti elettronici di allineamento e di telemetria automatici, che consentono di rilevare, istante per istante, le coordinate del bersaglio prescelto in un sistema sferico (direzione, sito e distanza).

Durante la cerimonia della consegna, fu data una dimostrazione di tale possibilità. Nel cielo della fabbrica fu lanciato un palloncino metallico avente diametro di circa trenta centimetri. L'apparato lo agganciò appena fuori della zona d'ombra e lo inseguì fino ad oltre 20 km di distanza, senza che l'operatore dovesse minimamente intervenire. Le coordinate del bersaglio erano fornite su tre coppie di quadranti, mentre il bersaglio stesso era visibile come punto luminoso sullo schermo di un tubo a raggi catodici (rappresentazione P.P.I.) e come guizzo luminoso al piede di un gradino su una base dei tempi lineare di altro tubo a raggi catodici (rappresentazione tipo M). I due campioni, che subirono severissime prove di collaudo da parte delle autorità militari interessate, costituiscono l'inizio di una produzione di serie che fa capo, come disse l'ing. Vellat, Direttore tecnico della F.I.A.R., alle commesse passate nel Novembre 1952 dal Ministero della Difesa e nell'Aprile 1953 dalle Autorità Militari Americane.

atomi ed elettroni

Primo acceleratore lineare su armatura snodata.

Presso il General Hospital di Newcastle-on-Tyne (Inghilterra) viene impiegato adesso il primo acceleratore lineare del mondo montato su armatura snodata per la radioterapia di malattie interne, compreso il cancro. L'apparecchio possiede una energia che va da 3.5 a 4 milioni di voltelettroni. Si tratta della prima di una serie di cinque macchine del genere attualmente in corso di costruzione.

L'acceleratore lineare di Newcastle è stato sviluppato e costruito dai laboratori « Mullard, presso Londra, per conto della «Philip Eltrical Ltd. ». Le prime cure hanno avute inizio nel dicembre dell'anno scorso, mentre i trattamenti radioterapici regolari sono cominciati questo gennaio. Sinora le reazioni da parte dei pazienti sono state quelle che i medici si attendevano; nella maggior parte dei casi i tumori hanno mostrato di venire influenzati dal trattamento. Dovranno, tuttavia, passare tre o addirittura cinque anni, prima che i medici possano pronunziarsi con esattezza sull'efficacia delle cure. L'acceleratore è stato ideato anche a scopo di ricerca. Grazie ad esso i medici praticanti la radioterapia potranno trovare nuovi sistemi di cura per i tumori.

Individuazione dall'alto di giacimenti mediante magnetometri.

Rappresentanti della Sezione Geologica dell'Istituto Nazionale britannico delle Ricerche, insieme a tecnici di compagnie petrolifere e minerarie britanniche e di altri paesi, hanno assistito recentemente ad una serie di esperimenti compiuti in Gran Bretagna con magnetometri piazzati a bordo di aeroplani. Con questi apparecchi una compagnia britannica, la Hunting Geophysical, esegue rilievi per l'individuazione di giacimenti di petrolio e di metalli.

Quantunque tutta la superficie della terra sia magnetica, il grado di magnetismo varia, esso è più forte in vicinanza dei poli e meno forte verso l'equatore, ed è più forte la dove esistono nel sottosuolo depositi di ganghe minerali. Il magnetometro registra automaticamente il grado di magnetismo della zona sorvolata dall'aereo e tecnici specializzati sono in grado di pronunciarsi in merito alle possibilità geologiche della zona coordinando le osservazioni ed i dati sovra-imposti ad un rilievo fotografico eseguito precedentemente.

L'aereo esegue i rilievi seguendo rotte parallele equidistanti stabilite in base ad un piano accuratamente e minutamente studiato. La Hunting Geophisical, che ha già portato a termine indagini geologiche per enti petroliferi in varie parti del mondo, ha testè iniziato rilievi magnetometrici in una zona dell'Assam che si estende per oltre dieci mila miglia quadrate nell'Assam Settentrionale; un'altra serie di rilievi verrà iniziata per conto del Governo delle Filippine per accertare l'entità delle risorse minerarie di quelle isole.

Un nuovo «cervello» meccanico.

Entrerà quanto prima in funzione tra Londra e Sydney un nuovo « cervello » meccanico che servirà a individuare gli errori nei radiomessaggi cifrati che non possono essere avvertiti dagli operatori. Metà del « cervello » è partita per l'Australia; il resto viene adesso installato presso la Stazione Telegrafica di Londra. Non appena possibile, verranno compiuti esperimenti sul circuito Londra-Sydney.

Il « cervello » meccanico è stato sviluppato dalla « Cablo & Wireless Ltd. », di Londra. Non è più grande di una macchina da scrivere portatile. Esso rivela gli errori dovuti ad interferenze atmosferiche e non richiede che un secondo per individuare l'errore e ottenere la correzione dall'altro capo del circuito.

La partecipazione americana al Convegno di Elettronica e Televisione.

La quarta sessione delle « Giornate della Scienza », la manifestazione che dal 1951 il Consiglio Nazionale delle Ricerche dedica — in occasione della Fiera di Milano - a convegni scientifici su problemi di particolare attualità, ha visto riuniti nelle sale del Museo nazionale della Scienza e della Tecnica più di cinquecento studiosi e scienziati italiani e stranieri di fama internazionale. Le « Giornate della Scienza» 1954 (12-17 aprile) furono dedicate ad un Convegno di elettronica e televisione, argomenti di palpitante interesse scientifico in quanto investono infiniti aspetti della fisica moderna, della tecnologia e dell'industria. Il Convegno con la sua vasta partecipazione di congressisti, assunse un carattere di Symposium internazionale cui tutti i convenuti apportarono il contributo della loro alta e particolare competenza.

Gli Stati Uniti furono rappresentati al Convegno da esponenti di quel mondo della scienza e della tecnica che tanta e così importante parte svolge nel continuo progresso realizzato dalla nazione americana. Furono infatti presenti a Milano il Dott. Vladimir Kusmich Zworykin, vice presidente e consulente tecnico della Radio Corporation of America, il Dott. N. Alexander, direttore del Laboratorio calcolatrici elettroniche del National Bureau of Standards, il prof. Herman H. Goldstine, docente presso l'Istituto di Studi di matematica superiore di Princeton, ed il Dott. William W. Youden esperto in calcolatrici elettroniche del National Bureau of Standards.

Il Dott. Zworykin illustrò, nella seduta del giorno 14 Aprile dedicata alle relazioni generali, l'evoluzione della televisione negli Stati Uniti. In una nazione economicamente e culturalmente potente — egli disse — lo sviluppo della televisione si appoggia da una parte sulla creazione degli strumenti tecnici necessari e dall'altra sul prudente adattamento degli « standards » alle esigenze fisiologiche dell'occhio umano. Una intelligente progettazione e l'essenziale importanza del servizio televisivo hanno generato, in soli 7 anni, una grande industria la quale diffonde cognizioni istruttive e offre un piacevole diversivo a più della metà degli abitanti del paese.

Le condizioni che hanno determinato il successo della televisione monocroma si sono dimostrate essenziali anche per l'introduzione della televisione a colori la quale doveva essere, inoltre, « compatibile » con il sistema televisivo esistente. Zworykin ha concluso l'interessante relazione illustrando brevemente i principi fondamentali degli « standards » compatibili adottati negli Stati Uniti per la televisione a colori e di alcuni nuovi attributi delle apparecchiature per la trasmissione e la ricezione a colori.

Il dottor Alexander, nella stessa seduta, presentò una relazione sui nuovi orientamenti nella progettazione di calcolatrici elettroniche. Al giorno d'oggi — dice la relazione — stiamo assistendo all'utilizzazione del primo gruppo di macchine calcolatrici numeriche un più vasto campo di problemi scientifici e tecnici. Naturalmente l'interesse è rivolto soprattutto alle tendenze che influenzeranno il secondo gruppo di calcolatrici. La necessità di velocità di calcolo maggiori delle attuali si verifica solo per problemi di indole particolare in quanto le velocità oggi raggiungibili sono sufficienti per un gran numero di applicazioni.

Una importanza sempre maggiore vanno acquistando gli studi che tendono a ridurre sia i costi iniziali di attrezzatura sia le spese successive di operazione per unità di calcolo eseguito. Il risultato di questi studi offrirà un maggior grado di sicurezza di funzionamento delle macchine ed il mantenimento di questo miglior livello di esercizio dovrà essere tale da richiedere soltanto degli esperti che abbiano un grado normale di preparazione. Verranno inoltre introdotte notevoli modifiche allo scopo di semplificare l'impostazione del problema in modo che i futuri utenti di calcolatrici abbiano bisogno di ben pochi esperti.

Altre tendenze potranno sorgere dagli sforzi attuali per adattare le macchine alla manipolazione della grande quantità di carte che grava molte attività commerciali, industriali, governative. Questi nuovi compiti fanno si che, in certo qual modo, si trascureranno in sede di progetto le caratteristiche « calcolatrici » della macchine e si accentueranno quelle inerenti ai « processi d'informazione ». Mentre le caratteristiche aritmetiche e logiche sono essenziali, molte altre caratteristiche saranno sviluppate allo scopo di far fronte al volume enorme di dati relativi alle manipolazioni di carte. Il perfezionamento tecnico è diretto al conseguimento di una fedele registrazione di una tale massa di dati e di una rapida rimozione dalla macchina dei risultati elaborati. E' necessario che questi ultimi si presentino sotto forma tale da poter essere facilmente utilizzati, oppure trattenuti, in modo poco dispendioso, per rientrare in macchina per successivi processi. Il modo con cui si risolveranno questi problemi inciderà profondamente sulla progettazione delle calcolatrici per questo importante e nuovo settore.

Il tipo di calcolatrice analogica è stato applicato con notevole successo nell'imitazione del moto di un aereo con scala-tempo reale, nei dispositivi di addestramento e negli studi di progetti di ingegneria. Al giorno d'oggi, si tende ad utilizzare, per tali scopi speciali, la flessibilità propria delle macchine calcolatrici numeriche a programma. Questa tendenza è molto significativa poichè dovrebbe portare all'eventuale abbinamento delle caratteristiche delle calcolatrici analogiche e di quelle delle calcolatrici numeriche.

Tali combinazioni sono potenzialmente assai indicate specialmente per ottenere straordinari livelli di lavoro per sistemi di controllo molto complicati, quale ad esempio, il controllo del traffico stradale od aeroportuale. Questi concetti sono così avvincenti che sono già stati fatti i primi studi per il controllo automatico nelle fabbriche.

E' necessario però — concluse la relazione — che questa visione sia temperata da una esatta conoscenza della mole di problemi tecnici ed economici che si interpongono tra i concetti ideatori e la realizzazione pratica.

Il prof. Goldstine ha parlato sull'impiego delle grandi calcolatrici aritmetiche per l'inversione di matrici e il calcolo di autovalori di operatori lineari. Nella prima parte della sua relazione, Goldstine ha descritto gli aspetti logici delle calcolatrici elettroniche, aspetti che sono di particolare importanza per l'impiego di esse da parte dei matematici. Egli ha trattato, a tale riguardo, le relazioni reciproche dei principali organi della macchina, le rispettive velocità e le rispettive capacità. L'economia interna degli istituti forniti di macchine calcolatrici è stata da lui messa a raffronto con quella degli istituti che utilizzano lavoro umano e sono state rilevate le differenze che esercitano una influenza profonda in tutto il campo dell'analisi numerica.

La seconda parte della relazione volgeva sull'analisi della tecnica per l'inversione delle matrici e per il calcolo dei valori caratteristici delle matrici simmetriche. I vantaggi dei diversi procedimenti sono stati analizzati da Goldstine sia da un punto di vista assoluto sia da un punto di vista relativo ai caratteri particolari delle calcolatrici moderne. *(Tr.)*

Apparecchio portatile per raggi X ad energia atomica.

Un importante contributo a quella utilizzazione a fini di pace dell'energia atomica, da tutti auspicata, è stato annunciato il 10 Aprile dal Laboratorio Argonne della Commissione Americana dell'Energia Atomica. Si tratta di un apparecchio portatile per raggi X che utilizza per il suo funzionamento l'energia elettrica. Il Laboratorio Argonne, centro di ricerche cui sono associate trentadue università e numerose organizzazioni scientifiche americane, ha fornito sul nuovo apparecchio una spiegazione dettagliata dalla quale risultano i seguenti dati.

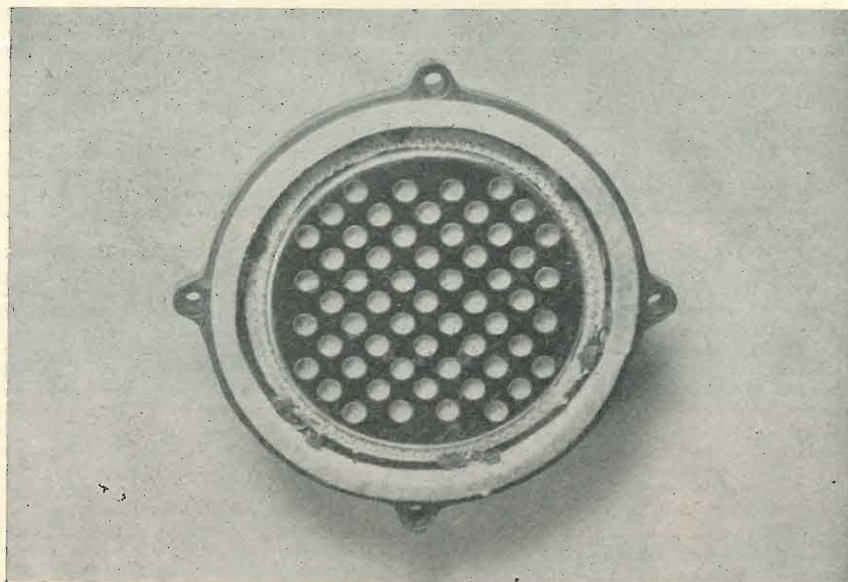
Il componente attivo del nuovo strumento è una particella di tulio resa radioattiva nel reattore nucleare ad acqua pesante del Laboratorio. Come è noto, il tulio è un materiale estremamente raro che aveva avuto finora assai scarse applicazioni pratiche. Il tulio è inserito in un contenitore isolato, corredato da un otturatore che permette di eseguire le radiografie.

La messa a punto di questo strumento, diretta da Samuel Untermeyer, potrà così ovviare alla necessità assai diffusa di un apparecchio per esami radiografici semplice, economico e portatile. Nonostante l'intero apparecchio pesi meno di 4,5 kg, il tulio fornisce raggi la cui potenza è paragonabile in termini in energia elettrica a quella di una macchina per raggi X del potenziale di 100.000 V.

Lo strumento oltre a non aver bisogno di energia elettrica, come accade invece con le attrezzature per raggi X di tipi convenzionale, è anche assai economico come costruzione; il

(il testo segue a pag. 168)

notiziario industriale

Un Dispositivo Semplice ed Economico per Coprire una Banda di Frequenze fino a 20kHz

1. - PREMESSA

L'avvento delle radiotrasmissioni a modulazione di frequenza, FM, e l'adozione di questo sistema per la parte audio delle trasmissioni televisive, ha presentato come inconveniente grave il ristretto campo di frequenze riproducibili dai comuni altoparlanti elettrodinamici e magnetodinamici limitando il godimento del vantaggio che invece,

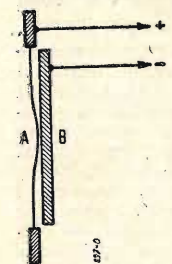



Fig. 1. - Rappresentazione schematica in sezione di un altoparlante elettrostatico. Con A si è rappresentata l'armatura mobile di metallo o di materiale plastico metallizzato e con B l'armatura fissa, costituita da un disco rigido di metallo forato.

com'è noto, offre questo sistema di trasmissione apportando per la possibilità di poter modulare entro una più vasta gamma di frequenze.

Degli ottimi altoparlanti con un responso intorno ai 16 kHz sono stati realizzati da parecchi costruttori, qualcuno di questi assicura anche oltre questa frequenza, ma il loro costo, ingombro ed effettivo basso rendimento, parte dovuto anche alla presenza del trasformatore d'uscita, nemico delle alte frequenze, non ha soddisfatto le esigenze dei tecnici e del pubblico.

Una soluzione dei problemi brevemente accennati era stata studiata e realizzata a suo tempo ma con non grande fortuna. Ora anche in Germania il vecchio altoparlante elettrostatico è stato rimosso dai cimeli ed è ritornato a nuova vita, opportunamente perfezionato, inserendosi nei ricevitori FM (*).

Il suo compito è quello di riprodurre le frequenze alte, ed esso infatti si presta ottimamente in un campo che va da 3 a 20 kHz, mentre le frequenze basse restano affidate al classico magnetodinamico.

Esaminiamo ora le caratteristiche e l'impiego.

2. - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

L'altoparlante elettrostatico è, nella sua struttura, un condensatore a due armature, come schematicamente rappresentato nella figura 1.

A e *B* rappresentano le due armature delle quali, *A* è costituita da un sottile foglio di metallo o di materiale plastico metallizzato, *B* è l'altra armatura costituita da un disco rigido di metallo forato come visibile nella fotografia di figura 2, mantenuta ad una piccola distanza dall'armatura *A*.

Una tensione continua applicata alle due armature determina un'attrazione elettrostatica la quale tende ad avvicinare le armature tra di loro. Poichè soltanto *A* è flessibile, è solo questa armatura che subisce uno spostamento che è però tale da non toccare *B*, cioè da non mettere il dispositivo in corto circuito.

Ora, se un segnale a corrente alternata è sovrapposto alla tensione continua applicata alle due armature, il diaframma *A* si muoverà in funzione della frequenza e ampiezza della c.a. La tensione base di polarizzazione è essenziale al fine di evitare l'effetto di « doppiamento » che si avrebbe a causa dell'inerzia e per il fatto che nel ritorno lo spostamento sarebbe anche sollecitato dall'inversione di polarità del segnale c.a. (secondo semiciclo).

(*) Altoparlanti elettrostatici HTK80, costruiti dalla Rufa-Sprechanlagen Dietze & Co., Kueps-Oberfranken, rappresentata in Italia dalla Ditta ing. E. Koriller di Milano.

3. - CARATTERISTICHE

Esaminiamo ora le caratteristiche di uno di questi altoparlanti e precisamente del modello HTK80 della casa tedesca RUFA-SPRECHANLAGEN DIETZE & Co. (fig. 2). Esso è costituito da un'armatura esterna, *B* figura 1, forata allo scopo di lasciar passare le onde sonore prodotte dall'armatura interna, *A* figura 1. Quest'ultima è fatta di stiroflex placcato di oro. Le due armature sono tenute assieme da una custodia di backelite.

Le dimensioni sono le seguenti: diametro esterno 80 mm, spessore 20 mm, peso 40 grammi.

I dati tecnici di questo tipo di altoparlante HOCHTON (letteralmente: *suoni alti*) tipo HTK80 sono:

— Tensione base statica: normale 200 Vcc
— Tensione base statica: minima 100 Vcc
— Tensione base statica: massima 350 Vcc
— Tensione di prova: 1000Vcc
— Capacità: 3000 pF
— Campo di frequenze: 3÷20 kHz
— **Sensibilità compresa tra 7÷20 kHz: 10 μBel**
— Distorsione tra 5 ÷ 20 kHz a segnale max 40 Vca: 5%
— Tensione c.a. di lavoro massima: 60 V
— **Tensione c.a. di prova: 200 V**
— Accoppiamento: *RC* o *LC*

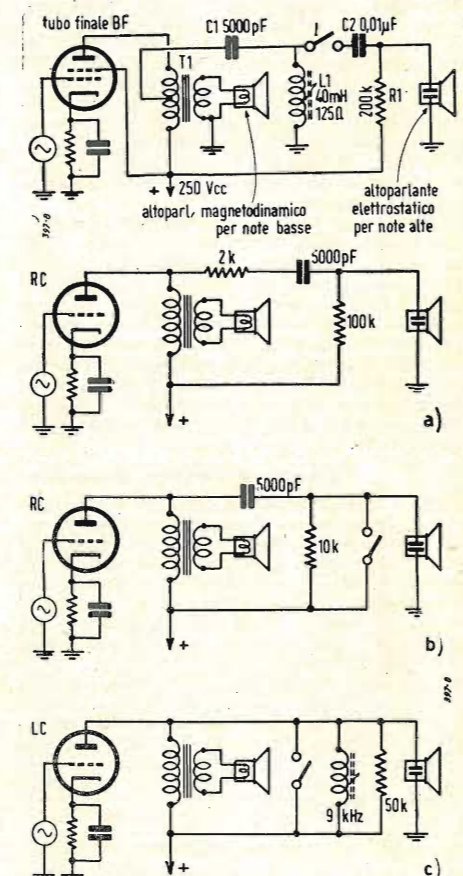



Fig. 5 e 6. - Circuiti tipici per uscita bifonici. Nelle figg. *a*, *b*, *c* sono schematizzati diversi tipi di accoppiamento.

— Curve: vedi figura 3, per accoppiamento *RC*; figura 4, per accoppiamento *LC*.

4. - CIRCUITI D'IMPIEGO

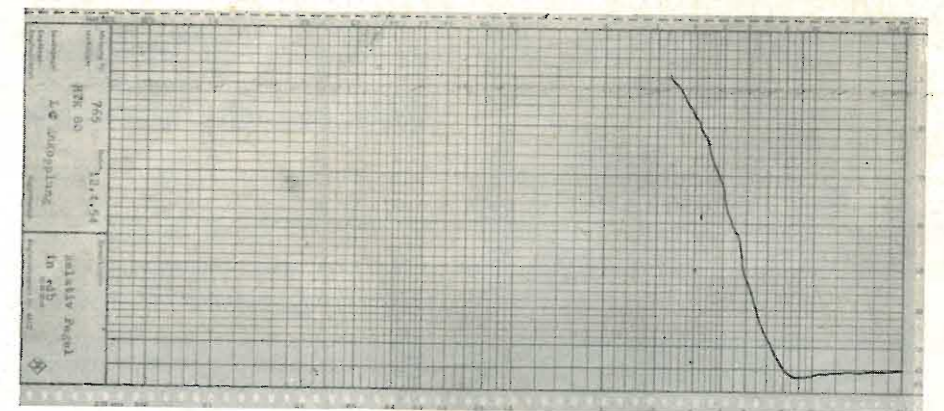
La figura 5 mostra lo schema tipico di utilizzazione di un altoparlante elettrostatico per la riproduzione delle note alte. In questo circuito una tensione di 250 V è applicata attraverso *R1* per la polarizzazione base dello altoparlante. *C1* e *L1* formano un filtro passa alto. La tensione c.a. è ricavata da una presa intermedia sul trasformatore d'uscita. La regolazione del nucleo ferromagnetico della bobina *L1* consente il taglio desiderato delle frequenze basse. La regolazione di questa induttanza va normalmente effettuata intorno ai 7÷3 kHz tenendo conto che alla massima induttanza corrisponde la massima f.e.m. ai capi di *L1*. L'interruttore *I* consente d'inserire o no l'altoparlante elettrostatico.

La figura 6 mostra in *a*) e *b*) due sistemi di accoppiamento per resistenza-capacità (*RC*) e in *c*) l'accoppiamento per sistema *LC*.

La figura 7 mostra per intero lo schema di un ricevitore tedesco facente impiego di altoparlanti elettrostatici; da questo circuito si possono rilevare più ampiamente i particolari d'impiego.

5. - CONCLUSIONE

Troviamo superfluo sottolineare l'importanza di questa nuova tecnica che oltre ai ricevitori FM e TV interessa oggi, per i notevoli progressi raggiunti, la riproduzione delle registrazioni magnetiche su nastro e non ci resta che plaudire alla realtà tecnica di oggi ricreandoci alla sublime realtà di una riproduzione fedele.

(*Gerardo Gerardi*)

Figg. 3 e 4. - Curve di risposta per accoppiamento LC (sopra) e RC (sotto) tra 20 Hz e 20 kHz, ricavate su registratore Rohde und Schwarz. In ascisse la frequenza nella gamma indicata, in ordinate i valori relativi in decibel tra 0 e 40 dB dall'alto al basso.

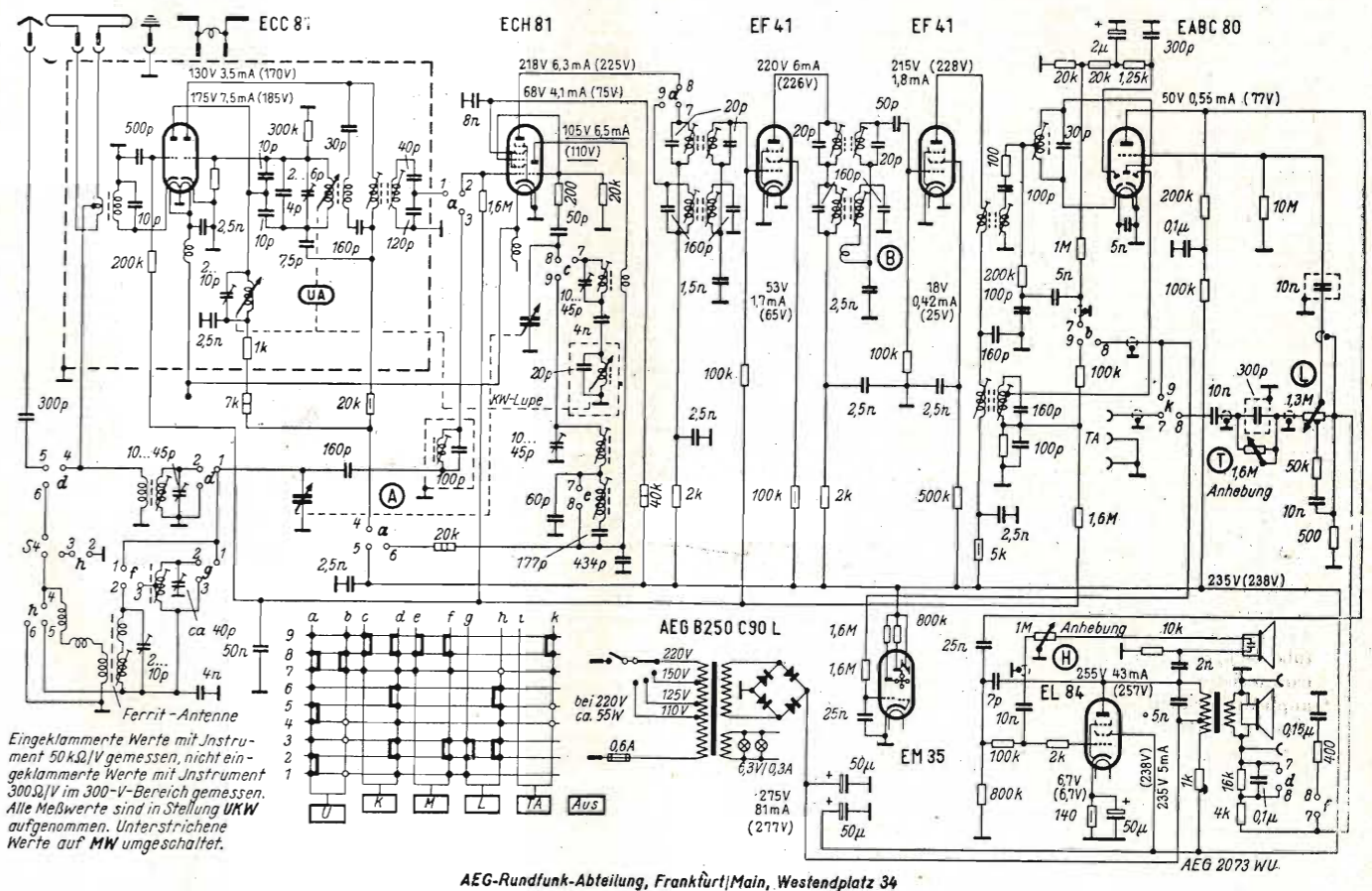
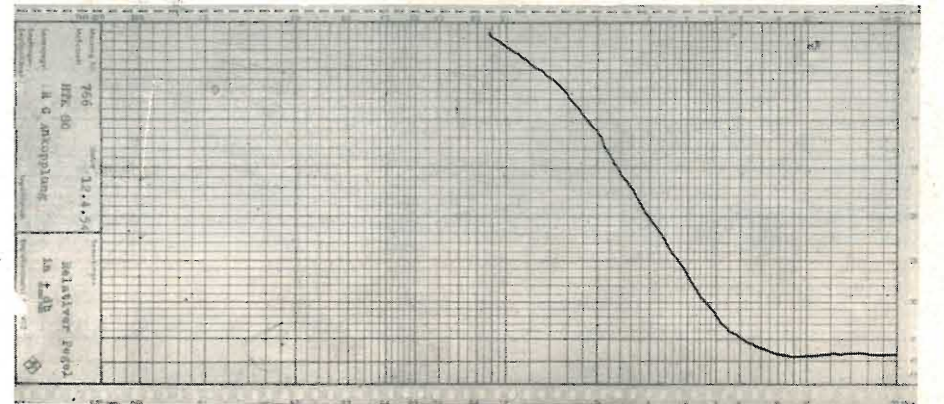



Fig. 7. - Schema elettrico completo di un radioricevitore AM-FM con stadio di bassa, munito di altoparlante elettrostatico per le note alte. L'apparecchio, costruito dalla AEG di Frankfurt Main, ha diverse altre caratteristiche interessanti, ad esempio fa uso di una antenna a ferrite. Nella indicazione dei valori la lettera *n* sta per nanofarad, equivalente a 1000 pF.

Caratteristiche dei Moderni Cinescopi *

La qualità di un'immagine televisiva, o meglio, adottando un termine da tempo usato in radiotecnica, la « fedeltà » della ricezione televisiva, dipende in modo precipuo dalle caratteristiche del cinescopio, il quale è l'elemento trasduttore che trasforma il segnale elettrico nell'immagine ottica che noi osserviamo.

Difatti i più importanti parametri che definiscono una immagine riprodotta, la *brillanza*, il *contrasto* ed il *dettaglio*, corrispondono a particolari caratteristiche del cinescopio stesso. La brillanza ed il contrasto risultano determinate dalla sua curva caratteristica, ed il dettaglio, oltre che, ed in modo precipuo, dalla risposta dei circuiti elettrici, viene stabilito dalla precisione con cui si realizza il fuoco del raggio catodico.

La brillanza è la grandezza che definisce la emissione luminosa di una superficie, nella pratica tecnica attuale essa viene spesso misurata in millilambert (mL), essendo 1 mL uguale circa ad un terzo (0,318) di un millistilb, che è una delle unità normalizzate. La brillanza è il parametro fondamentale nella tecnica della riproduzione delle immagini in quanto ne rappresenta ovviamente la qualità basilare; nella riproduzione cinematografica ad esempio, la brillanza dello schermo può variare da 7 a 14 mL.

Nel nostro sistema televisivo il valore massimo di *brillanza* è limitato dalla necessità di evitare lo *sfarfallamento*: come è noto, per la legge di Talbot una immagine la quale si ripeta ciclicamente, come quella televisiva, può essere integrata dal nostro occhio dando origine ad una sensazione persistente. Questo però entro determinate condizioni di brillanza e di cadenza di immagine, non sussistendo le quali l'occhio riesce a percepire la fluttuazione di brillanza, cioè lo *sfarfallamento*, dovuta alla intermittenza con cui effettivamente si presenta l'immagine.

La massima brillanza (brillanza critica) che può assumere una immagine televisiva, quando come nel nostro sistema televisivo la cadenza di ripetizione sia stata stabilita in 50 Hz, risulta secondo i dati sperimentali ottenuti da vari autori intorno a qualche millilamber per un quadro luminoso uniforme. Ovviamente nel caso di una normale immagine televisiva, la disuniformità di brillanza che si ha nei vari punti riduce lo sfarfallamento e permette di superare il valore critico suddetto, e quindi nei punti più luminosi della figura la brillanza può raggiungere valori assai più elevati, sino a 20 e 30 mL.

Questi valori di brillanza sono facilmente ottenibili in un moderno cinescopio, in cui la brillanza può raggiungere valori sino a 60 mL pur mantenendosi il funzionamento del tubo sempre in un tratto uniforme della sua caratteristica e senza che risulti necessario applicare segnali molto elevati alla sua griglia di comando.

Il *contrasto* indica la variazione di brillanza che si riesce ad ottenere nelle varie parti di una figura ricevuta. Poichè la nostra sensazione visiva risulta proporzionale soltanto al logaritmo della brillanza (legge di Fechner), il contrasto viene definito come il rapporto tra la variazione di brillanza che si ha tra due punti in esame, e la brillanza del meno luminoso dei due. I valori di contrasto che si hanno nelle scene reali sono molto forti, assai superiori a quelli che è possibile ottenere in qualsiasi sistema di riproduzione delle immagini. Anche la tecnica foto-cinematografica è ben lungi dal poter realizzare margini di contrasto così elevati come ad esempio si possono incontrare in una scena all'aperto. Molte di quelle che si considerano buone fotografie non raggiungono valori di contrasto superiori a 50: 1, ed anche nelle immagini proiettate non vengono normalmente raggiunti valori maggiori. Di uguale entità si deve quindi ragionevolmente ritenere il contrasto necessario ad una buona immagine televisiva.

Il margine di contrasto che si può ottenere in una figura riprodotta sullo schermo di un cinescopio, dipende dalle caratteristiche di sovraccarico del fosforo e dal valore della corrente anodica, ovviamente limitata. Esso viene inoltre ridotto in grado sensibile da effetti spuri di riflessioni interne che si producono nello spessore del vetro frontale e sulle pareti interne del bulbo del cinescopio, poichè può accadere che la luce delle parti più brillanti di una figura venga per riflessioni interne successive ad illuminare parti che dovrebbero invece rimanere buie, con evidente diminuzione del contrasto.

Dobbiamo poi ricordare le riduzioni di contrasto che si hanno per effetto della luce proveniente dall'ambiente esterno, difatti la luce che viene a colpire il quadro televisivo aumenta di un valore costante la brillanza di tutti i punti dell'immagine e quindi ne riduce le differenze relative e cioè il contrasto. A volte poi particolari sorgenti esterne di luce possono generare sul vetro frontale del cinescopio effetti speculari sensibili, per cui si sovrappongono nei riguardi dello spettatore, figure estranee a l'immagine televisiva con notevole disturbo alla visione.

Nei moderni cinescopi, oltre ad un'adatta scelta dei fosfori e ad un conveniente progetto del sistema elettronico, sono stati presi anche gli opportuni provvedimenti per eliminare o per ridurre gli effetti nocivi sopraricordati. Tutti gli attuali cinescopi hanno le pareti interne del bulbo completamente annerite e per la calotta frontale viene usato uno speciale vetro assorbente. Per evitare gli effetti speculari poi si è dato allo schermo frontale sagoma cilindrica, anzichè sferica: poichè la luce disturbante proviene quasi sempre dall'alto, inclinando leggermente il cinescopio, risulta così possibile di evitare ogni effetto di riflessione su chi osservi frontalmente l'immagine.

Questo è stato ultimamente attuato con risultati molto soddisfacenti nel cinescopio FIVRE 17QP4, ove si è provveduto anche ad una finissima zigrinatura della superficie interna della calotta frantale (*frosted c.r. tubes*). Questa zigrinatura è tale da non turbare la visione dei più minuti particolari delle immagini ricevute, ma è sufficiente a diffondere eventuali luci disturbanti che si riflettano nello spessore del vetro: il risultato di questi perfezionamenti è stato un sensibile aumento del contrasto, particolarmente nei dettagli della figura ricevuta.

Il « dettaglio » che può raggiungere un'immagine riprodotta nel nostro sistema televisivo risulta determinato dal numero delle righe di analisi stabilito. In genere la finezza di dettaglio permessa dalle dimensioni del punto d'analisi del cinescopio risulta superiore a quella corrispondente al numero di righe prescelto, difatti non è difficile ottenere sullo schermo fluorescente le righe del quadro televisivo, nettamente distinte tra loro e perfettamente delineate, almeno nella parte centrale del quadro stesso. Occorre però che il cinescopio sia munito di un adeguato sistema di focatura e che questa si mantenga costante durante il funzionamento del tubo.

Ciò può ottenersi mediante campi elettrostatici, ovvero mediante campi magnetici disposti lungo il cammino degli elettroni, cioè con l'uso di *lenti elettriche* ovvero di *lenti magnetiche*.

Manifestamente la esatta messa a fuoco del raggio catodico viene sempre calcolata in corrispondenza della sua posizione di riposo, cioè al centro del quadro televisivo. Quando il raggio viene deviato per produrre il quadro luminoso, le condizioni in cui si attua la focalizzazione del raggio vengono variate.

In genere la calotta in vetro su cui è disposto lo schermo fluorescente non risulta concentrica con il sistema di fuoco e l'ottima focatura non viene quindi più a cadere esattamente sullo schermo quando il raggio si sposta molto dalla sua posizione centrale. Nel caso poi di raggi catodici relativamente intensi, quali si hanno nel caso di figure luminose, può accadere che parte degli elettroni che compongono il raggio risultino, a causa di un leggero sfoccamento, sottoposti a effetti marginali dovuti a disuniformità, che si hanno ai bordi delle *lenti* di messa a fuoco, ovvero a campi magnetici dispersi. Questo dà luogo ad un difetto di astigmatismo del punto luminoso il quale non si presenta più come un puntino circolare, ma degenera in una macchietta elittica.

Un ottimo sistema di messa a fuoco deve quindi essere capace di fornire un punto di analisi di dimensioni estremamente ridotte e deve esser privo del difetto di sfocatura ai bordi del quadro e del difetto di astigmatismo anche per elevati valori di brillanza dell'immagine.

Il sistema di messa a fuoco elettrostatico consiste nel produrre nell'interno del cinescopio un campo elettrico il quale applica sugli elettroni una forza proporzionale alla sua intensità e configurazioni, tali che gli elettroni del fascio catodico convogliati dal cannone elettronico, risultino in definitiva tutti convergenti in un unico punto dello schermo fluorescente.

I risultati pratici sono stati abbastanza soddisfacenti, benchè per deviazioni notevoli del raggio d'analisi si abbia sensibile sfocatura, ed inoltre si richieda un notevole grado di stabilità delle tensioni fornite agli elettrodi del tubo. Ovviamente per tubi a raggi catodici in cui sia necessario avere un fuoco perfetto, questo sistema non può essere applicato.

Il funzionamento di una lente magnetica è basato sul principio che una carica elettrica, la quale spostandosi venga a tagliare le linee di flusso di un campo magnetico, subisce per effetto di questo uno spostamento nella direzione perpendicolare a quella del campo stesso. Combinando questo effetto con quello a cui è sottoposto l'elettrone a causa del campo acceleratore dell'anodo, si può ottenere che ogni elettrone del fascio venga obbligato nella sua traiettoria a passare per un determinato punto, che viene fatto cadere sullo schermo fluorescente.

(*il testo segue a pag.* 168

(*) Informazioni Tecniche F.I.V.R.E. Fabbrica Italiana Valvole Radio Elettriche, Marzo 1954.

rassegna della stampa

Il triodo-pentodo PCF80 *

Parte Prima: Caratteristiche Tipiche e di Funzionamento

Fig. 1. Il triodo-pentodo PCF80

Il PCF80 è un triodo-pentodo Noval con corrente di accensione di 300 mA, progettato per i circuiti di accordo dei ricevitori TV, quale oscillatore-convertitore. In tali circuiti il PCF80 si è rivelato superiore al doppio triodo ECC81 spesso utilizzato a tale scopo. Grazie alla maggiore pendenza e alla minore amplificazione, la sezione-triodo del PCF80 si presta meglio di altri tubi ad essere utilizzata quale oscillatore locale, specie per i canali TV più alti. L'uso della sezione pentodo quale convertitore presenta vantaggi evidenti, benchè la più alta resistenza d'ingresso obblighi a prevedere uno stadio RF con guadagno maggiore.

Le due sezioni del PCF80 sono tra loro schermate, al fine di ridurre le capacità interne tra le stesse. Inoltre, grazie al fatto che le due sezioni hanno catodi separati, il PCF80 si presta ottimamente a tutta una vasta gamma di applicazioni. Ad esempio, in uno stadio video, quando il pentodo è usato quale normale amplifica-

Fig. 2. - Radiografia del PCF80, in sezione trasversale.

Fig. 3. - Zoccolatura e dimensioni del PCF80

(*) *Electronic Application Bulletin*, Gennaio Febbraio 1954, vol. XV, n. 1-2, pag. 12.

1. - ACCENSIONE.

Filamento: riscaldamento indiretto c.a. o c.c.; alimentazione in serie:

Tensione di accensione ...	V_f	=	9V
Corrente di accensione ...	I_f	=	300 mA

In fig. 3 sono riportate zoccolatura e dimensioni in millimetri.

2. - CAPACITA' INTERELETTRODICHE.

2. 1. - Sezione pentodo.

$C_{ag1} < 0.025$ pF
$C_{g1} = 5.5$ pF
$C_a = 3.8$ pF

2.2. - Sezione triodo.

$C_{ag} = 1.5$ pF
$C_g = 2.3$ pF
$C_a = 0.3$ pF

2.3. - Tra le sezioni.

$C_{aPaT} < 0.06$ pF
$C_{g1aT} < 0,16$ pF
$C_{aPgT} < 0.02$ pF

3. - CARATTERISTICHE TIPICHE.

3.1. - Sezione pentodo.

Tensione anodica	V_a	=	170	V
Tensione di griglia schermo ..	V_{g2}	=	170	V
Tensione di polarizzazione ...	V_{g1}	=	2	V
Corrente anodica	I_a	=	10	mA
Corrente di griglia schermo ..	I_{g2}	=	2.8	mA
Mutua conduttanza	S	=	6.2	mA/V
Resistenza interna	R_i	=	0.4	MΩ
Fattore di amplif. tra griglia schermo e griglia controllo .	μ_{g2g1}	=	47	
Resist. d'ingresso a 50 MHz ..	r_{g1}	=	10	kΩ
Resist. equiv. di rumore	R_{eq}	=	1.5	kΩ

3·2. - Sezione triodo.

Tensione anodica	V_a	=	100	V
Tensione di polarizzazione ...	V_g	=	— 2	V
Corrente anodica	I_a	=	14	mA
Mutua conduttanza	S	=	5	mA/V
Fattore di amplificazione	μ	=	20	

4. - CARATTERISTICHE DI FUNZIONAMENTO.

4.1. - Sezione pentodo quale convertitore.

Tensione anodica	V_a	=	170	170	V
Tensione di griglia schermo ..	V_{g2}	=	170	170	V
Resistore catodico	R_k	=	330	820	Ω
Corrente anodica	I_a	=	6.5	5.2	mA
Corrente di griglia schermo ..	I_{g2}	=	2.0	1.5	mA
Corrente di griglia	I_{g1}	=	25	0	μA
Resistenza esterna griglia-catodo	R_g	=	0.1	0.1	MΩ
Tensione dell'oscillatore alla griglia controllo	V_{osc}	=	3.5	3.5	V
Conduttanza di conversione .	S_c	=	2.2	2.1	mA/V
Resistenza interna	R_i	=	0.8	0.87	MΩ

5. - VALORI LIMITE.

5.1. - Sezione pentodo.

Tensione anodica a riposo....	V_{ao}	=	550	V
Tensione anodica	V_a	=	250	V
Dissipazione anodica	W_a	=	1.7	W
Tensione di griglia schermo a riposo	V_{g2o}	=	550	V
Tensione di griglia schermo ($I_k = 14$ mA)	V'_{g2}	=	175	V
Tensione di griglia schermo ($I_k = 10$ mA)	V''_{g2}	=	200	V
Dissipaz. di griglia schermo ..	W_{g2}	=	0.5	W
Corrente catodica	I_k	=	14	mA
Tensione filamento-catodo ...	V_{kf}	=	90	V
Resist. esterna griglia-catodo con polarizzazione fissa	R'_{g1}	=	0.5	MΩ
con polarizzaz. automat.	R''_{g1}	=	1	MΩ

5.2. - Sezione triodo.

Tensione anodica a riposo....	V_{ao}	=	550	V
Tensione anodica	V_a	=	250	V
Dissipazione anodica	W_a	=	1.5	W
Corrente catodica	I_k	=	14	mA
Resistenza esterna griglia-catodo	R_g	=	0.5	MΩ
Tensione filamento-catodo ..	V_{kf}	=	90	V

Fig. 4 - Corrente anodica e di griglia schermo della sezione pentodo del PCF80, in funzione della polarizzazione di griglia.

Fig. 5 - Corrente anodica della sezione triodo del PCF80, in funzione della polarizzazione di griglia, per una tensione anodica di 100 V.

Fig. 6 - Corrente anodica della sezione pentodo, in funzione della tensione anodica, per una tensione di griglia schermo di 250 V.

Fig. 7 - Corrente anodica della sezione pentodo, in funzione della tensione anodica, per una tensione di griglia schermo di 170 V.

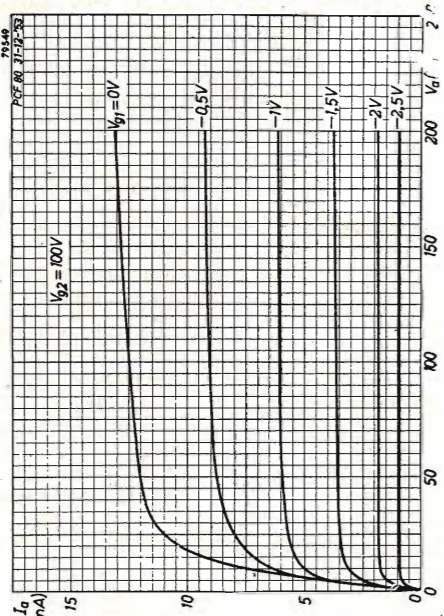



Fig. 8 - Corrente anodica della sezione pentodo, in funzione della tensione anodica, per una tensione di griglia schermo di 100 V.

Fig. 9 - Corrente anodica della sezione triodo, in funzione della tensione anodica, avendo assunto per parametro la polarizzazione di griglia.

tore e il triodo quale successivo trasferitore catodico, il tubo PCF80 permette un guadagno di tensione di 40 con una larghezza di banda di 5MHz. Complessivamente il tubo può essere impiegato fino a frequenze dell'ordine di 300 MHz.

Un particolare costruttivo assai interessante sta nella forma della sezione trasversale del catodo, non più circolare, ma ovoidale, cosicchè la distanza catodo-griglia rimane praticamente costante e il fattore di amplificazione è quasi uniforme in tutte le direzioni. Ciò porta ad avere una mutua conduttanza pressocchè indipendente dalla polarizzazione di griglia.

Inoltre la costruzione ne viene semplificata, in quanto la distanza minima tra catodo e griglia non risulta mai eccessivamente ridotta; col vantaggio inoltre di diminuire la possibilità di «corti» accidentali tra gli elettrodi suddetti.

Nelle figg. da 4 a 9 sono raccolte le caratteristiche sia della sezione pentodo, sia nella sezione triodo del PCF80.

Parte Seconda: Circuiti Pratici d'Impiego del PCF80
Un Sintonizzatore e un Amplificatore Video

Si fornisce una breve descrizione di un sintonizzatore utilizzante un tubo PCC84 e un tubo PCF80, nonchè di un amplificatore video impiegante un tubo PCF80.

1. - SINTONIZZATORE.

Nel sintonizzatore (fig. 1) il PCC84 funziona da amplificatore «cascode». Dell'impiego di tale tubo in circuiti del genere si è già parlato (1). Nel circuito qui riportato il circuito oscillatore è del tipo Colpitts. Connettendo il condensatore di 2.6 pF in serie col condensatore di accordo del circuito oscillatore la capacità nel circuito e quindi le perdite risultano diminuite e come conseguenza viene controbilanciata la diminuzione di ampiezza del segnale generato dall'oscillatore locale alle frequenze più alte. Il trimmer di 0.5 ÷ 3.5 pF connesso tra griglia e massa del tubo oscillatore è previsto onde compensare le variazioni di C_{gk} dovute alla normale dispersione dei valori di capacità interelettrodiche da tubo a tubo o delle capacità di cablaggio. Può essere necessario ritoccare la regolazione di questo trimmer quando il PCF80 viene sostituito.

(1) «l'antenna», maggio 1954, vol. XXVI, n. 5, pag. 137.

L'oscillazione locale viene applicata mediante accoppiamento induttivo alla griglia del convertitore. Ciò che è un vantaggio rispetto all'accoppiamento capacitivo, in quanto consente di tener costante la tensione applicata alla griglia allorchè il sintonizzatore viene commutato da un canale a un altro. Infatti, l'accoppiamento induttivo permette di regolare il coefficiente di accoppiamento, tra la bobina dell'oscillatore locale e la bobina nel circuito di griglia del convertitore, al giusto valore richiesto in ciascun canale, commutando le bobine di entrambi i circuiti; mentre l'accoppiamento tra i suddetti circuiti non può essere regolato nel caso di accoppiamento capacitivo in quanto il condensatore non può essere commutato. E' chiaro che, mediante l'uso di un accoppiamento induttivo che assicura una più alta costanza della tensione dell'oscillatore locale applicata alla griglia del convertitore, il guadagno di conversione nei diversi canali vede assicurata una più alta costanza.

La piccola induttanza compresa nel circuito di griglia schermo allo scopo di ridurre lo smorzamento d'ingresso del convertitore è stata ottenuta tenendo più lungo del solito il terminale del condensatore di fuga dal lato griglia. Tale riduzione dello smorzamento d'ingresso non porta a instabilità del convertitore, come ci si potrebbe aspettare. Ciò è dovuto al fatto che alle frequenze più alte (ad es. 200 MHz) laddove l'influenza dell'induttanza è maggiore, esiste una notevole differenza tra la frequenza portante, sulla griglia del convertitore, e la frequenza intermedia, sull'anodo; mentre alle frequenze più basse (ad es. 50 MHz) l'influenza di tale induttanza è del tutto trascurabile.

Si sono eseguite misure su questo sintonizzatore, nel decimo canale. I risultati di queste misure, assai indicative per lo studio delle prestazioni di un circuito sintonizzatore impiegante i tubi PCC84 e PCF80 sono raccolti nelle tabelle riportate.

2. - AMPLIFICATORE VIDEO.

La fig. 2 mostra il circuito elettrico di uno stadio video, in cui la sezione pentodo del PCF80 funziona da amplificatore del segnale video, proveniente dallo stadio rivelatore comprendente il diodo OA60; mentre la sezione triodo funziona quale trasferitore catodico. I segnali di uscita sono prelavati tanto dal circuito catodico quanto dal circuito anodico e sono applicati, rispettivamente, al catodo e alla griglia del cinescopio. Il funzionamento del circuito può essere spiegato come segue. Gli impulsi di sincronismo presenti nel segnale video applicati alla griglia della sezione triodo del PCF80 sono ad andamento positivo. Durante la presenza di tali impulsi si ha corrente di griglia con conseguente rivelazione di picco e con ciò si ottiene la reinserzione della componente continua. Tuttavia, eventuali variazioni del contrasto portano a conseguenti variazioni del livello del nero. Ciò può essere evitato applicando il segnale video sul circuito catodico della sezione triodo al catodo del cinescopio e il segnale presente nel circuito anodico di tale sezione alla griglia del circuito di controllo del cinescopio attraverso un condensatore di blocco. Il rapporto di ampiezza di questi due segnali è circa di 4 : 1. Si sono previsti tre filtri per ottenere una buona risposta a regime impulsivo (funzione-gradino); i valori dei loro componenti sono stati determinati in sede

Tab. 1 - *Circuito d'antenna*

	tubo freddo	tubo caldo
Frequenza portante video	210.25 MHz	
Frequenza portante audio	215.75 MHz	
Frequenza di risonanza	230	216 MHz
Capacità d'accordo totale	5.8	6.6 pF
Larghezza di banda	2.6	4 MHz
Ammettenza totale (Y_{tot})	95	166 μA/V
Rapporto presa per griglia (t) (1)	0.65	0.60
Ammettenza d'antenna (Y_{ant})	3330 μA/V	
Guadagno d'antenna	2.5	
Larghezza di banda con antenna adattata	8 MHz	

Tab. 2 - *Sezione pilota*

Guadagno di tensione nel circuito tra l'anodo della sezione catodo a massa e il catodo della sezione griglia a massa	G_m = 0.52
Ammettenza di uscita del triodo pilota (2)	Y_{o1} = 2400 μA/V
Ammettenza del circuito	Y_c = 635 μA/V
Ammettenza d'ingresso della sezione catodo a massa (3)	Y_{i2} = 2510 μA/V
Guadagno di tensione (g a k') (4)	G_d = 1.1

(1) Il guadagno d'antenna può essere leggermente aumentato aumentando il rapporto presa t.

(2) Il valore di Y_{o1} è più piccolo della resistenza interna del tubo per effetto della controreazione provocata dal ponte di neutralizzazione.

(3) L'ammettenza d'ingresso è calcolata mediante la $Y_{i2} = (\mu + 1)/(R_i + Z)$, dove Z è l'ammettenza d'ingresso del trasformatore RF.

(4) Il guadagno di tensione della sezione pilota è calcolato mediante la $G_d = SG_m/(Y_{o1} + Y_c + Y_{i2}G^2_m)$ con S = 6 mA/V.

Tab. 3 - *Sezione griglia a massa*

Trasformatore RF	Impedenza del primario (senza smorzamento del tubo)	Z_p = 4.2 kΩ
	Impedenza del secondario (con ingresso convertitore)	Z_s = 0.9 kΩ
	Accoppiamento	kQ = 1.1
	Impedenza di trasferimento	Z_{tr} = 970 Ω
	Impedenza di ingresso	Z_i = 1.9 kΩ
	Larghezza di banda calcolata	B = 7 MHz
	Guadagno di tensione tra catodo e anodo	9.1
	Rapporto della tensione secondaria alla primaria	0.51
	Guadagno di tensione dal catodo alla griglia del convertitore	4.6
	Guadagno totale di tensione dell'amplificatore cascode dai terminali d'antenna alla griglia del convertitore	12.5

Tab. 4 - *Stadio convertitore*

Trasformatore FI	Impedenza del primario (con smorzamento del tubo)	Z_p = 10 kΩ
	Impedenza del secondario (con smorzamento aggiuntivo di 3.3 kΩ)	Z_s = 2.3 kΩ
	Accoppiamento	kQ = 1.75
	Impedenza di trasferimento	Z_{tr} = 2.1 kΩ
	Larghezza di banda calcolata	B = 6.6 MHz
	Conduttanza di conversione	S_c = 2.1 mA/V
	Guadagno di conversione dalla griglia del mescolatore alla griglia del tubo FI	4.4
	Guadagno di tensione totale del sintonizzatore dai terminali di antenna alla griglia del tubo FI	55
	Guadagno di tensione totale misurato	57

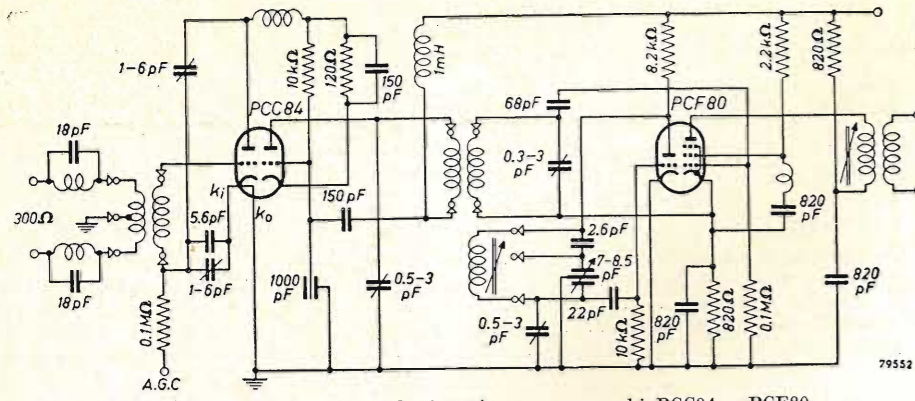
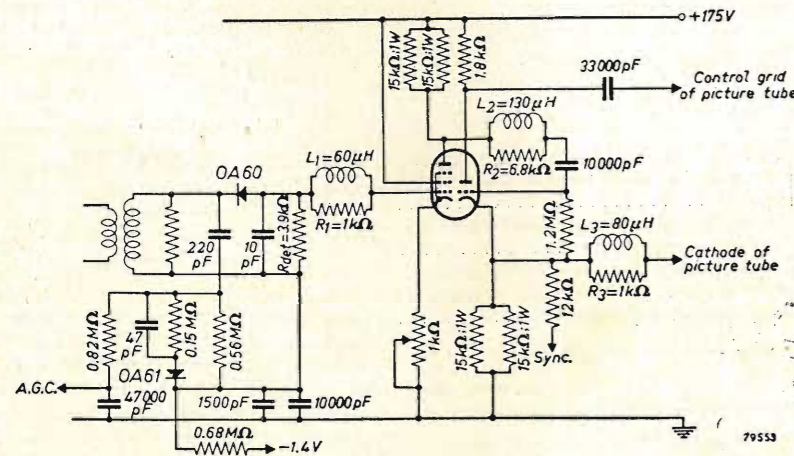



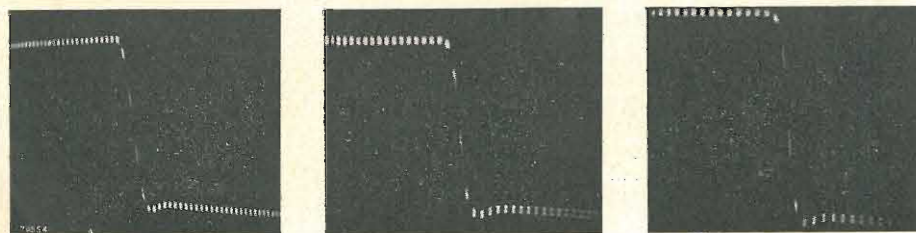
Fig. 1 - Circuito elettrico del sintonizzatore con tubi PCC94 e PCF80.

TAB. 5 - *Sezione triodo*

Tensione anodica	V_a = 153 V
Corrente anodica	I_a = 13 mA
Massima dissipazione anodica	W_{amax} = 0.82 W
Tensione catodica	V_k = 90 V

TAB. 6 - *Sezione pentodo*

Tensione anodica a contrasto minimo	V'_a = 160 V
Tensione anodica a contrasto massimo	V''_a = 95 V
Massima corrente anodica	$I_{a\,max}$ = 10.75 mA
Massima dissipazione anodica	W_{amax} = 1.1 W
Tensione di griglia schermo	V_{g2} = 175 V
Massima corrente di griglia schermo	J_{g2max} = 3.2 mA
Massima dissipazione di griglia schermo	W_{g2max} = 0.56 W
Polarizzazione fissa di griglia	V_{g1cost} = — 1.4 V
Caduta di tensione ai capi del resistore catodico	
a contrasto massimo	V_{kmin} = 0.2 V
a contrasto minimo	V_{kmax} = 2 V
Tensione di alimentazione	V_b = 175 V
Massima corrente assorbita	I_{amax} = 27 mA

Sopra: Fig. 2 - Circuito elettrico dell'amplificatore video con tubo PCF80.

Sotto: Fig. 3 - Curve di risposta a una funzione gradino. Da sinistra: comando di guadagno a contrasto minimo; a contrasto medio; a contrasto massimo.

sperimentale. Gli oscillogrammi riportati in fig. 3 mostrano la risposta a una funzione gradino dell'amplificatore, progettato per lo standard C.C.I.R., per tre diverse posizioni del comando di guadagno. La frequenza di ripetizione dei punti marcatori è 20 MHz.

Onde evitare la necessità di usare un condensatore di fuga di grande capacità nel circuito catodico della sezione pentodo, si è applicata una tensione di polarizzazione di — 1,4 V alla griglia controllo; tale polarizzazione può essere utilizzata anche per gli stadi a FI. Il potenziale di griglia del pentodo è determinato da questa polarizzazione fissa e dalla caduta di tensione nel potenziometro sito nel circuito catodico. Quando la resistenza residua di questo potenziometro è di 20 Ω e la polarizzazione fissa è — 1.4 V, la corrente anodica raggiunge il valore massimo consentito. Il massimo guadagno ottenibile di questo stadio è 40 con piccoli segnali d'ingresso. Il guadagno diminuisce con l'aumentare dell'ampiezza del segnale di ingresso a causa della caduta di tensione ai capi del resistore di carico R_{det} del rivelatore. Per quanto riguarda la regolazione del guadagno, sono stati misurati i valori seguenti. A valore massimo di contrasto e con un segnale video di 90 V picco-picco, tra catodo e griglia del cinescopio, il guadagno è 32. Se si porta al minimo da regolazione del contrasto, con lo stesso segnale all'ingresso, il guadagno è 4. Dal momento che il guadagno dello stadio si può ritenere uguale a 40 per segnali d'ingresso più piccoli di 1.6 V picco-picco, la gamma totale di contrasto risulta 40 : 4 = 10 : 1.

I dati di funzionamento del PCF80 quale amplificatore video per lo standard C.C.I.R. sono raccolti nelle tabelle qui riportate.

(*Trigger*)

Attrezzatura per la nuova stazione TV di Londra.

La BBC ha firmato un contratto con la Marconi Wireless Telegraph Company relativo alla progettazione, alla fornitura e al montaggio del principale sistema per trasmissioni della stazione televisiva che verrà costruita a Londra nella località già occupata dal Palazzo di Cristallo. La Nuova stazione, che sostituirà quella di Alexandra Palace, disporrà di una struttura portantenna di 195 metri — l'unica importante costruzione al di sopra della superficie del suolo — e richederà due anni per essere ultimata. Una volta condotti a termine i lavori, sarà la più potente stazione televisiva del mondo, funzionando su 42-88 MHz.
Le trasmissioni avranno una portata assai superiore a quella delle trasmissioni di Alexandra Palace. Disporrà di due trasmettitori Video da 15 kW, destinati a funzionare parallelamente per un totale di 30 kW. La potenza effettiva irradiata dalla stazione sarà tra i 200 e i 250 kW, corrispondente cioè al doppio della potenza irradiata dagli esistenti trasmettitori regionali. I trasmettitori video saranno di progetto nuovo, basato su di un tipo recente di tubo elettronico prodotto per la Marconi dalla Ditta ad essa associata « English Electric Valve Company Ltd. ». Questo nuovo progetto riduce considerevolmente le dimensioni dei trasmettitori.

(*Tr.*)

Trasmettitori sperimentali per la BBC.

Vengono attualmente costruiti sei trasmettitori sperimentali di tipo speciale per la BBC che dovranno servire a ricerche dell'ente radiofonico britannico.
La BBC intende compiere trasmissioni televisive nelle frequenze più alte, e prima che la cosa sia possibile occorreranno molte ricerche.
E' stato recentemente consegnato il primo dei trasmettitori, che vengono costruiti dalla ditta britannica « Mullard ». La gamma di frequenza dei sei trasmettitori andrà dai 174 ai 960 MHz.

(*Tr.*)

Amplificatori a RF per la QB 3/300 *

con e senza la neutralizzazione della capacità anodo - griglia

GLI amplificatori qui descritti differiscono solo perchè nel primo è prevista la neutralizzazione della capacità anodo-griglia, mentre nel secondo il circuito è semplificato con l'omissione di questo accorgimento.

La valvola usata è la QB 3/300, che è un tetrodo con una dissipazione anodica massima di 125 W, 20 W di schermo e 5 W di griglia.

In classe C telegrafia può fornire una potenza di uscita di 375 W ad una lunghezza d'onda maggiore di 2.5 metri. Queste condizioni sono soddisfatte con tensione anodica di 2500-3000 V e tensione di schermo di 350 V. Con lunghezze d'onda più piccole la potenza di uscita si riduce proporzionalmente ma ad 1.5 metri si possono ricavare ancora 225 W con 2000 V anodici.

In classe B telefonia la QB 3/300 fornisce 58 W di uscita ed in classe C con modulazione di placca e schermo l'uscita è di 300 W. Inoltre in classe B audio-frequenza con corrente di griglia due valvole in controfase dànno 550 W.

La potenza di pilotaggio in classe C telegrafia non supera i 3 W mentre in classe B telefonia è minore di 1 W. Alle frequenze più basse questa valvola non richiede neutralizzazione, è ben schermata tra anodo e griglia con la placca che, partendo dallo schermo, va a ricoprire la base, placca che protegge la valvola dalla radiazione termica degli elettrodi mantenendo bassa la temperatura della base.

1. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO.

Con una schermatura adeguata e avendo cura di mettere a massa tutti i condensatori di disaccoppiamento in un unico punto del telaio quando il circuito anodico è caricato dall'antenna, la reazione tramite la capacità tra la griglia controllo e l'anodo è sufficientemente piccola per prevenire autooscillazioni.

In questo caso non è necessaria alcuna neutralizzazione, ma quando il circuito anodico non è caricato, la reattanza tramite C_{ag1} può indurre in auto oscillazione. Allo scopo di evitare che tale oscillazione possa sorgere in qualsivoglia condizione, si può prevedere la neutralizzazione come nel circuito di fig. 4.

I circuiti accordati di griglia hanno una presa centrale mentre ai capi della sezione inferiore del condensatore C_3 è collegato un altro condensatore C_2 di 10 pF allo scopo di compensare la capacità di ingresso della valvola. La neutralizzazione è ottenuta con un accoppiamento lasco della parte superiore del circuito tramite il condensatore C_1 con la placca della valvola. Attraverso C_2 è indotta nel circuito di griglia una tensione sfasata di 180° rispetto a quella che è presente in circuito a causa della C_{ag1}. Da questo risulta che la capacità di neutralizzazione deve avere un valore uguale a quello della capacità tra anodo e griglia controllo, cioè 0.05 pF. C_2 è di costruzione molto semplice, infatti è costituito da un pezzo di filo lungo circa 5 cm, posto ad una distanza di circa 2 cm dalla valvola, vedi fig. 3.

Il valore ottimo di capacità si troverà piegando il filo in modo da avvicinarlo od allontanarlo dalla valvola. Per l'amplifi-

Zoccolatura e dimensioni della QB3/300

Sopra: Fig. 1. - Vista frontale dell'amplificatore a radiofrequenza utilizzante una QB 3/300. Le indicazioni si riferiscono allo schema elettrico di fig. 3.

Sotto: Fig. 2. - Vista posteriore dell'amplificatore a radiofrequenza utilizzante una QB 3/300. Anche in questo caso le indicazioni si riferiscono allo schema elettrico di fig. 3.

(*) *Philips V.H.F. transmitting tetrodes*, bollettino 20-D-4558 E 7-53.

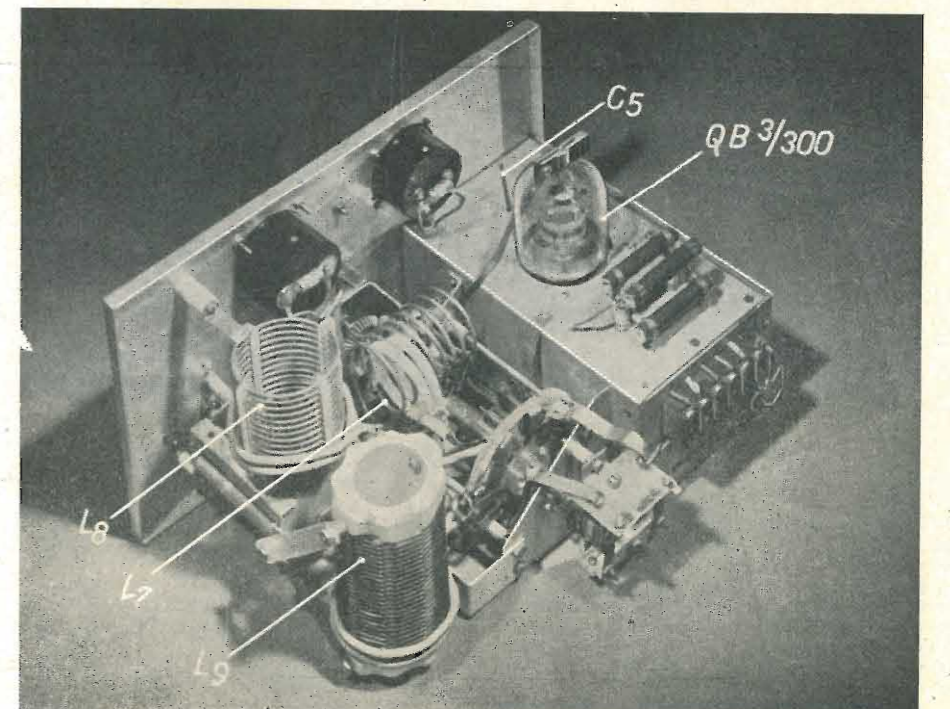
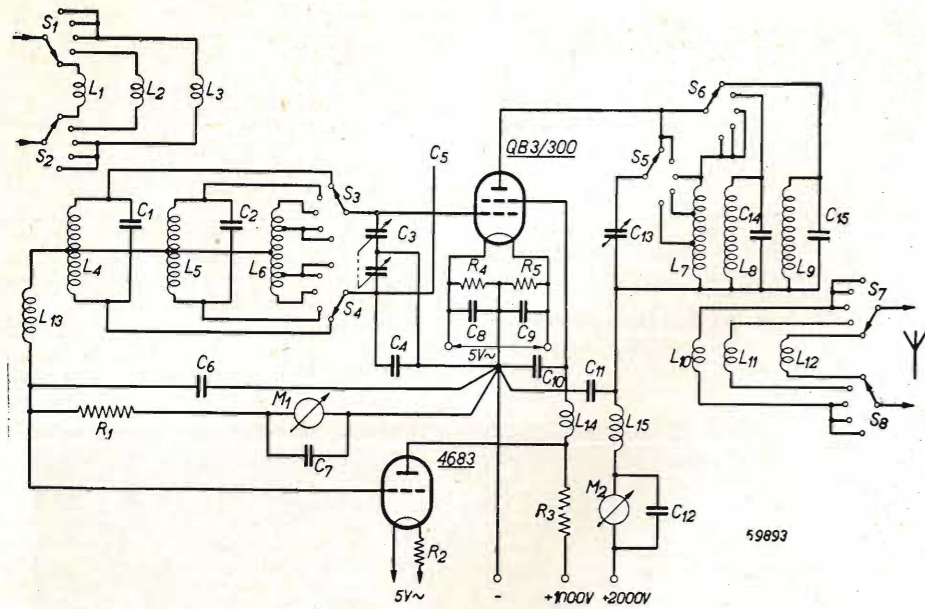



Fig. 3. - Circuito elettrico dell'amplificatore con neutralizzazione. L'alimentazione del filamento della 4683 è ottenuta dallo stesso avvolgimento che serve per la QB 3/300.
C_1 = 100 pF, 750 V, mica; C_2 = 50 pF, 750 V, mica; C_3 = 2 × 64 pF, 300 V; C_4 = 10 pF, 300 V. mica; C_5 = neutralizzazione, vedi testo; $C_6 = C_7 = C_8 = C_9 = C_{12}$ = 2.200 pF, 1000 V carta tubolare; $C_{10} = C_{11}$ = 2.200 pF, 2250 V, mica; C_{13} = 100 pF, 2000 V, variabile; $C_{14} = C_{15}$ = 47 pF, 2250 V, mica; L_1 = 2 sp. filo rame 0.3; $L_2 = L_3$ = 1 sp. filo rame 0.3; L_4 = 38 sp. filo rame 0.3, su 23 mm ∅, lunga 30 mm; L_5 = 21 sp. filo rame 0.3, su 23 mm ∅, lunga 18 mm; L_6 = 19 sp. filo rame 0.3, su 23 mm ∅, lunga 30 mm; L_7 = 8 sp. tubo rame 3 × 4 mm, su 45 mm ∅, lunga 60 mm; L_8 = 14 sp. tubo rame 3 × 4 mm, su 60 mm ∅, lunga 70 mm; L_9 = 25 sp. filo rame 2 mm, su 60 mm ∅, lunga 100 mm; $L_{10} = L_{11}$ = 2 sp. filo rame 2 mm; L_{12} = 3 sp. filo rame 2 mm; L_{13} = = imp. RF 2.5 mH, 50 mA; L_{14} = imp. RF 2.5 mH, 100 mA; L_{15} = imp. RF 1 mH, 300 mA.
Le bobine di accoppiamento L_1, L_2, e L_3 sono avvolte al centro di L_4, L_5 ed L_6 rispettivamente. Le bobine di accoppiamento L_{10}, L_{11} ed L_{12} sono strettamente accoppiate agli estremi di L_7, L_8 ed L_9 rispettivamente. L_4, L_5 ed L_6 hanno una presa al centro mentre L_6 ha pure due prese alla quinta spira a partire dagli estremi. L_7 ha due prese alla seconda e quarta spira degli estremi.
R_1 = 16 kΩ, 25 W filo; R_2 = 1Ω, 3 W filo; R_3 = 16 kΩ, 60 W filo; $R_4 = R_5$ = 10Ω, 6 W filo con presa variabile; M_1 = milliamperometro 15 mA a b.m.; M_2 = milliamperometro 250 mA a b. m.

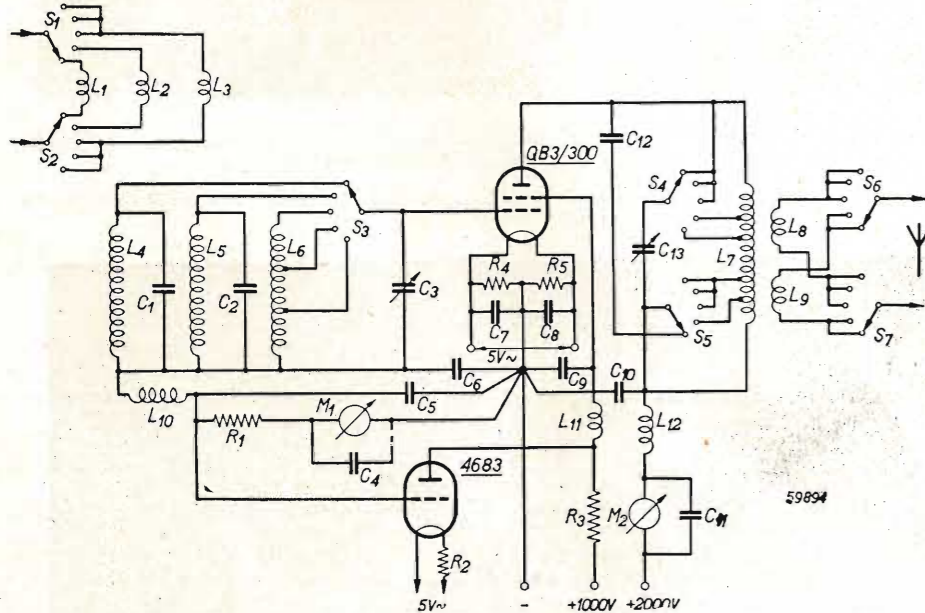
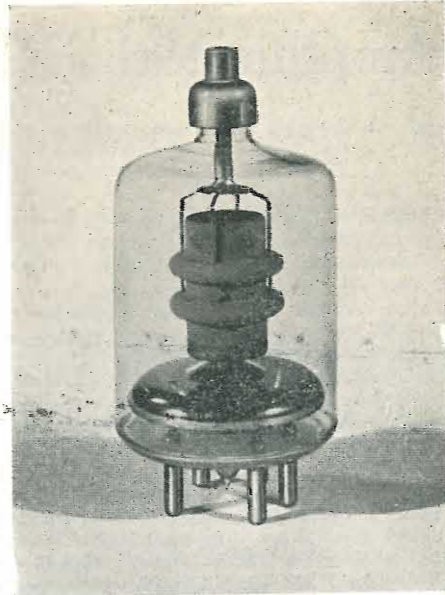



Fig. 4. - Circuito elettrico dell'amplificatore senza neutralizzazione. Per l'alimentazione del filamento della 4683 vale quanto detto in fig. 3.
C_1 = 80 pF, 750 V, mica; C_2 = 40 pF, 750 V, mica; C_3 = 100 pF, 300 V, variabile; $C_4 = C_5 = C_6 = C_7 = C_8 = C_{11}$ = 2.200 pF, 1000 V, carta tubolare; $C_9 = C_{10}$ = 2.200 pF, 2250 V, mica; C_{12} = 80 pF, 2250 V, mica; C_{13} = 100 pF, 2000 V, variabile; L_1 = 2 sp. filo rame 0.3; $L_2 = L_3$ = = 1 sp. filo rame 0.3; L_4 = 38 sp. filo rame 0.3, su 23 mm ∅, lunga 30 mm; L_5 = 20 sp. filo rame 0.3, su 23 mm ∅, lunga 25 mm; L_6 = 10 sp. filo rame 0.3, su 23 mm ∅, lunga 20 mm; L_7 = 25 sp. filo rame 2 mm, su 60 mm ∅, lunga 100 mm; L_8 = 1 sp. filo rame 2 mm; L_9 = 3 sp. filo rame 2 mm; L_{10} = imp. RF 2.5 mH, 50 mA; L_{11} = imp. RF 2.5 mH, 100 mA; L_{12} = imp. RF 1 mH, 300 mA.
L_1, L_2 ed L_3 sono strettamente accoppiate a L_4, L_5 ed L_6 rispettivamente ed avvolte agli estremi messi a massa dalle bobine stesse. L_5 ha due prese alla sesta ed ottava spira a partire dal capo a massa. L_8 è strettamente accoppiata a un estremo e L_9 all'altro estremo di L_7. La bobina L_7 ha delle prese sulle spire 11, 19, 20.5 e 22 da un estremo.
R_1 = 16 kΩ, 25 W filo; R_2 = 1Ω, 3 W filo; R_3 = 16 kΩ, 60 W filo; $R_4 = R_5$ = 10Ω, 6 W filo con presa variabile; M_1 = milliamperometro 15 mA a b.m.; M_2 = milliamperometro 250 mA a b.m.

catore in questione una volta che è stato trovato il valore adatto esso andrà bene per tutte le 5 bande in uso. I circuiti di griglia sono accordati per mezzo di C_3, del tipo « split-stator ».

Per avere una buona stabilità è di grande importanza che tutte le capacità di disaccoppiamento siano messe a massa in un unico punto sul telaio, evitando così ogni accoppiamento tra i circuiti di griglia e di anodo attraverso il telaio.

La resistenza R_1 fornisce la necessaria polarizzazione automatica di griglia. Può darsi il caso che per qualche ragione la tensione di pilotaggio venga a mancare eliminando quindi la polarizzazione di griglia; come conseguenza le correnti anodiche e di schermo assumeranno valori tali da pregiudicare in pochi istanti la vita della valvola. Nei circuiti di fig. 4 e 5 si è tenuto conto di questa eventualità, con l'introduzione di un triodo del tipo 4683 la griglia del quale riceve la stessa tensione negativa della QB 3/300, ed il cui anodo è collegato alla griglia schermo della QB 3/300, tramite la resistenza R_3. Quando la tensione di pilotaggio viene a mancare la valvola 4683 incomincierà a condurre e la tensione di griglia schermo della valvola di potenza sarà quindi ridotta in conseguenza. Le correnti anodiche e di schermo sono quindi limitate a valori di sicurezza, mentre la 4683 non costituisce alcun carico quando ci sia una sufficiente tensione di pilotaggio.

Il filamento della 4683 è alimentato attraverso la resistenza R_2 dallo stesso trasformatore che serve per la valvola di uscita.

La commutazione delle bande avviene nel circuito di griglia per mezzo delle sezioni del commutatore S_1, S_2, S_3 e S_4, ciascuna delle quali ha 5 contati fissi. Queste sezioni di commutatore sono montate su un albero comune e sono accoppiate alle sezioni che riguardano il circuito anodico per mezzo di una trasmissione ad ingranaggi (fig. 3). Le posizioni riguardano le 5 gamme degli 80, 40, 20, 15 e 10 metri. Per le ultime tre bande è usata una sola bobina L_6 e una sola bobina di accoppiamento L_3.

Mentre nel circuito di griglia è sufficiente un commutatore normale del tipo da ricezione, nel circuito anodico deve essere usato un commutatore di costruzione assai più robusta a causa delle correnti e delle

(il testo segue a pag. 167)

Alla Ricerca di un Perfetto Raster*

di P.J. Edwards

FORSE i difetti più visibili nella ricezione televisiva sono quelli dovuti a deformazioni del « raster » o reticolo. In questo articolo vengono proposti dei provvedimenti che possono essere presi per migliorare il « raster » quando l'economia nella costruzione non è considerazione di primaria importanza; i problemi della risposta di frequenza del segnale e della caratteristica di gamma non saranno considerati.

I principali difetti nel « raster » sono:

a) interallacciamento non accurato delle righe di scansione;

b) deformazioni nella forma del « raster » complessivo, e deformazioni nelle singole righe di scansione;

c) non linearità di scansione;

d) non uniformità di fuoco sull'interno « raster ».

Uno dei maggiori motivi di interlacciamento non accurato ed effettiva distorsione nella forma del « raster » è il cattivo progetto dello stadio separatore di sincronismo; questo punto merita di essere analizzato in considerazioni dettagliate. Il maggior contributo alle deformazioni del « raster » e delle singole righe di scansione è indubbiamente portato dal cattivo progetto delle bobine di deflessione, mentre la forma dello schermo del tubo catodico contribuisce a generare una non perfetta linearità del « raster ». L'articolo tratterà

Fig. 1. - Circuito separatore di sincro convenzionale.

in dettaglio del progetto delle bobine di deflessione e del loro effetto, insieme alla forma dello schermo dal tubo a raggi catodici, sulla forma del « raster ». La non linearità della scansione diventa evidente quando il segnale video è applicato quale modulazione al pennello elettronico. Il problema di ottenere una corrente di scansione lineare attraverso le bobine deflettenti non viene esaminato in questa sede cosicchè il presente articolo si occuperà di alcuni degli altri fattori influenzatnti la linearità della scansione, quali il tipo da campo deflettente usato e la geometria dei tubo a r.c.

1. - DIFETTI DOVUTI ALLA SINCRONIZZAZIONE NON CORRETTA.

I difetti più ovvii nel « raster » dovuti a sincronizzazione non corretta sono:

a) mancanza di interlacciamento;

b) temporanea perdita di sincronizzazione durante e immediatamente dopo l'intervallo di soppressione di quadro, cioè alla sommità dell'immagine. Questo effetto è spesso chiamato « curvatura di sommità » (*top curl*);

c) incorretta sincronizzazione dopo il contorni di immagini bianche, chiamata spesso stiramento (*pulling*);

d) falsa sincronizzazione sui bordi dell'immagine dovuta a cattivo funzionamento del separatore (video nel sincro).

La fig. 1 mostra un separatore di sincronismo convenzionale e la fig. 2 la forma d'onda alla griglia di controllo della valvola V_2. La valvola V_1 è un amplificatore video e V_2 un pentodo che opera con potenziale di schermo molto basso e potenziale nullo alla griglia di controllo rispetto al catodo. Un segnale video composto, con sincronismi positivi è applicato alla griglia di controllo di V_2.

Gli svantaggi di questo tipo di separatore sono:

a) Un grande livello del segnale di ingresso alla griglia controllo di V_2 è richiesto in modo che l'escursione di griglia sia completamente occupata dall'impulso sincronizzante che deve essere opportunamente tosato. Questo alto livello del segnale non deve essere ottenuto a spese del responso dell'alta frequenza poichè la forma del sincrosegnale col suo piedestallo deve essere mantenuta onde assicurare la sincronizzazione orizzontale senza « stiramenti » dei bordi bianchi e neri dell'immagine.

Fig. 2. - La forma d'onda video alla griglia di controllo di V_2 in fig. 1.

b) Distorsione di bassa frequenza della forma d'onda applicata alla griglia di V_2, più cambiamenti nel livello di restituzione c.c. con cambiamenti nel contenuto della forma d'onda video dànno origine a variazione nel livello dei picchi di sincronismo, come mostrato in figura in modo esagerato. E' questa porzione di forma d'onda, tra i limiti di ampiezza C e D che è amplificata e usata per la sincronizzazione. La distorsione è più marcata lungo il periodo di quaro e pu
perdita di sincronizzazione del sincronismo di riga come ad esempio la « curvatura di sommità ».

c) L'immunità ai disturbi della sommità dei sincronismi è assicurata soltanto dall'azione tosante del separatore e questo dipende dai valori di R_1 R_2 dal livello medio della forma d'onda video.

d) Due uscite, dalla griglia schermo e dall'anodo, richieste per il sincronismo di riga e di quadro sono utilizzabili, ma a causa della limitata escursione e per la bassa mutua conduttanza verso lo schermo devono essere usati alti carichi con risultante responso cattivo alle alte frequenze.

e) Si è trovato che una grande quantità di interferenza passa dall'oscillatore di riga nel circuito di sincronismo di quadro, essendo particolarmente intensa durante i fronti anteriori dei sincronismi di riga nel circuito di quadro.

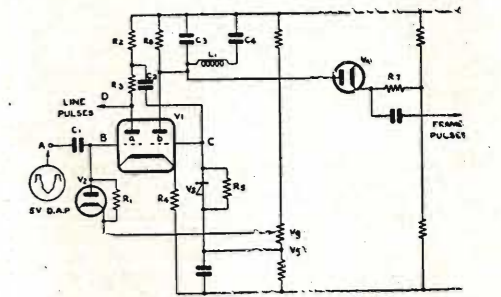



Fig. 3. - Circuito separatore perfezionato impiegante un limitatore ad accoppiamento catodico, provvisto di reazione negativa R_2, C_2.

1.1.- Un separatore di sincronismi migliorato

La fig. 3 mostra un circuito che è stato sviluppato per rendere minimi questi svantaggi. V_1 è un doppio triodo avente un alto valore di resistenza catodica R_4, formante un tosatore accoppiato catodicamente.

I limiti di tosatura in termini del potenziale al punto B sono nettamente definiti dai limiti di trasferimento di corrente tra V_{1a} e V_{1b}, come mostrato dai punti P e Q in fig. 4.

Soltanto le variazioni di tensione che hanno luogo tra i punti P e Q sono amplificate. La rapidità di variazione della corrente entro i limiti di trasferimento o l'effettiva mutua conduttanza tra il punto B e gli anodi di V_1 resa molto grande per l'uso di una rete di reazione positiva R_2 C_2. L'alta conduttanza di trasferimento prodotta si manifesta in una zona di trasferimento molto stretta P-Q.

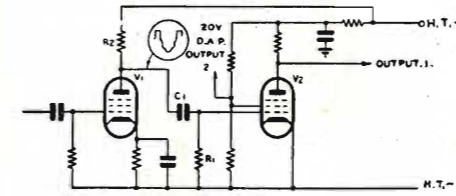
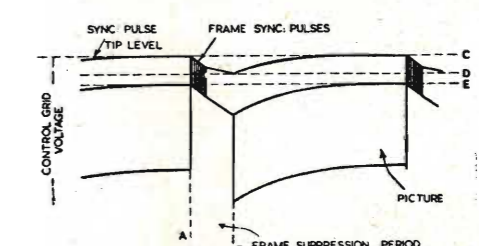



Fig. 4. - La forma d'onda video alla griglia di controllo di V_{1a}, con la caratteristica V_g, V_g (V_{1a}) — I_a $(V_{1a \cdot b})$.

Se un segnale video composto è applicato al punto A con i sincronismi rivolti in alto, la restituzione della componente continua sulla sommità dei sincronismi al potenziale V_{g1} è effettuata dal diodo V_2.

Soltanto le porzioni di impulso di sincronismo che sono comprese tra i limiti P-Q saranno amplificate. La posizione dei limiti P-Q lungo l'impulso di sincronismo può essere variazione di V_{g1}. Due uscite di sincronismo di opposta polarità sono utilizzabili ai due anodi di V_1. Il tempo di formazione della forma d'onda all'anodo è molto rapido e una variazione totale di corrente anodica di 10 mA permette l'uso di carichi anodici molto bassi. E' conveniente sincronizzare il circuito di sincronismo di riga direttamente dal punto D, lasciando l'anodo V_{1b} libero per la deriva-

(*) *Journal of the Television Society*, April-June 1953, vol. VII, n. 2, pag. 60.

zione dell'impulso di sincronizzazione di quadro.

Il metodo di separazione descritto or ora ha i seguenti vantaggi:

a) Una efficiente separazione può essere ottenuta con basso livello di segnale applicato. Il circuito mostrato ha funzionato su un segnale video composto di 5 V laddove 20 V sono richiesti in un separatore convenzionale. Con tubi a r.c. modulati di griglia questo permette di eliminare lo speciale amplificatore invertitore e di ottenere un sufficiente livello di sincronizzazione ottenuto dal catodo dell'amplificatore video principale. Nel caso di modulazione catodica il responso alta frequenza dell'amplificatore video può essere migliorato da parziale isolamento della capacità d'ingresso del separatore di sincronismo. Se viene usato un segnale di basso livello, il responso alle frequenze alte può essere migliorato ulteriormente e diminuito l'inconveniente dovuto a « stiramento » delle immaginii

b) Se viene usato un segnale piuttosto intenso all'ingresso, la mancanza di disturbo non è dipendente dalla tosatura propria del diodo V_2 ma è controllata dai limiti di trasferimento *P-Q*. Ottimo funzionamento con segnale disturbato può essere ottenuto con regolazione di V_{1g}.

c) Cambiamenti nel livello della sommità del segnale causati da distorsioni alle basse frequenze non appaiono all'uscita e non si è constatata alcuna tendenza alla « curvatura di sommità ». Questa mancanza di distorsione di bassa frequenza può essere utilizzata per ottenere una reinserzione di c.c. più rapida nonchè una aumentata immunità riguardo alla perdita di sincronismo o a improvvisi cambiamenti del segnale video.

d) A motivo dell'alta mutua conduttanza e della stretta base di trasferimento il responso alle frequenze più alte è ottimo; una conveniente uscita può essere ottenuta con un carico resistivo di 1,5 kΩ in ciascun anodo.

e) A causa del fronte ripido anteriore degli impulsi di sincronismo di riga sull'anodo di V_{1a}, l'arrivo degli impulsi riflessi dell'oscillatore orizzontale trova V_{1a} funzionante come un efficiente trasferitore catodico e V_{1b} all'interdizione. I fronti ripidi anteriori degli impulsi sincronizzanti nel circuito di quadro restano pertanto immuni da interferenze di riga.

I componenti C_3, L_1, C_4 costituiscono una linea di ritardo non terminata. I normali sincronismi di riga che arrivano all'anodo di V_{1b} passano nella linea e sono riflessi indietro, il ritardo totale essendo di circa 12 μ sec.

Gli impulsi incidenti e quelli riflessi all'anodo non sono additivi e non avviene alcun aumento nell'ampiezza oltre il normale. Gli impulsi che capitano alla fine di ciascun quadro sono lunghi 40 μsec e gli impulsi incidenti e riflessi diventano addittivi, dando un aumento in ampiezza che provoca la conduzione di V_4. Vengono in tal modo generati degli impulsi di sincronismo di quadro con fronte assai netto. Ammesso che cura opportuna sia presa per assicurarsi che esista un minimo di accoppiamento tra circuiti di sincronismo di riga e di quadro, questo separatore è in grado di fornire un interlacciamento buono e stabile.

2. - BOBINE DI DEFLESSIONE.

La bobina di deflessione ha grande importanza se si vuole ottenere un buon « raster ». I vantaggi di una buona bobina di fuoco di un tubo a r.c. e un buon progetto del circuito di deflessione possono essere facilmente perduti per un cattivo progetto delle bobine di deflessione. Si può pensare che la bobina ideale di deflessione debba avere le seguenti proprietà:

a) Valore dell'angolo di deflessione direttamente proporzionale all'intensità della corrente circonlante.

b) Fuoco del pennello elettronico non variabile in alcun punto del « raster ».

c) Nessuna interazione tra bobine di deflessione di riga e quelle di quadro.

In pratica comunque, il tubo r.c. con le sue dimensioni influisce assai sulla forma del « raster », e con le bobine di deflessione contribuisce a creare la distorsione a « cuscinetto ». Questo può essere eliminato modificando il progetto delle bobine ma a scapito della uniformità di fuoco in qualche punto del « raster ». Qualunque soluzione adottata deve perciò essere un compromesso tra i due requisiti contrastanti. Come punto di partenza però è utile considerare quali metodi si ossono adottare per generare campi deflettenti uniformi.

2. 1. - Bobine di deflessione con avvolgimenti concentrati.

La fig. 5 mostra la sezione del collo di un tubo r.c. nella regione delle bobine di deflessione. L'asse XY è disegnato passante nel centro della sezione trasversale perpendicolarmente all'asse del tubo. A, B, C, D sono lunghi conduttori rettilinei disposti secondo il collo del tubo. L'intensità del campo in ogni punto di XY, se una corrente I fluisce nei conduttori è data da:

$$H = 0{,}2\, In \text{ (dine)}$$

dove n è il fattore di distribuzione del campo.

Le curve forniscono il valore del fattore n al variare della distanza di deflessione dal centro dello schermo per valori diversi dell'angolo β, nell'ipotesi di un tubo a r.c. con collo avente raggio di 16 mm e nel caso di conduttori con diametro teorico di 2 mm. La curva $\beta = 10°$ mostra che l'intensità di campo al centro della deflessione è quasi la stessa di quella all'estremità ma fra questi due estremi presenta una pendenza positiva e negativa con un picco a circa 10 mm. Aumentando a 20° si riduce la pendenza positiva e l'altezza del picco che ora capita più vicino al centro; la pendenza negativa che capita tra 11 e 15 mm è comunque molto forte dando un campo a 15 mm di valore soltanto 1/5 del valore del campo al centro. Aumentando β a 30° si sposta il picco ad un punto sino a 5 mm dal centro, la pendenza positiva è leggera e la seguente pendenza negativa è meno forte che per la curva con $\beta = 20°$.

La fig. 6 mostra la probabile distribuzione di campo corrispondente alle curve di fig. 5. La derivata positiva delle precedenti curve corrisponde a un campo con distorsione a « cuscinetto » mentre la derivata negativa ad una distorsione a « barile ». E' evidente la impossibilità di produrre un campo uniforme con avvolgimenti concentrati.

Sarebbe naturalmente possibile avvicinarsi a questo tipo di campo come mostrato in fig. 6, perchè l'area deflettente fosse soltanto una piccola parte dell'area occupata dal campo stesso. Un tale sistema è comunque poco pratico a causa del rendimento assai basso di deflessione.

2.2 - Bobine di deflessione con avvolgimenti distribuiti non uniformemente.

Miglioramenti dell'uniformità del campo prodotto possono essere ottenuti distribuendo opportunamente le spire dell'avvolgimento lungo l'area di deflessione. Per produrre un campo uniforme è necessario determinare l'andamento esatto di questa distribuzione. La fig. 7 mostra la sezione trasversale di una bobina di deflessione con avvolgimenti opportunamente distribuiti, costruita con una serie di bobine di tipo a sella ove la massima parte delle spire trovasi concentrata nelle zone P e Q, e la minima nelle zone S e T.

Fig. 5. - Distribuzione del campo magnetico in un piano normale all'asse del tubo catodico, in corrispondenza alla regione di deflessione. Le curve a tratto pieno si riferiscono ad avvolgimenti concentrati; le curve tratteggiate si riferiscono ad avvolgimenti ripartiti.

Fig. 6. - Rappresentazione dei campi magnetici corrispondenti alle curve di distribuzione di fig. 5, per diversi valori di β.

Il campo magnetico in un punto B qualunque è dato da:

$$\frac{4\pi NI}{\textit{riluttanza totale}}$$

nella quale il denominatore è la riluttanza totale del circuito magnetico interessanto delle linee di flusso magnetico considerate. Con una linea tratteggiata è indicato il percorso di questo circuito magnetico, che si svolge parte in aria e parte inferro. Ora, considerando trascurabile la riluttanza relativa a quest'ultimo tratto in confronto a quella in aria, possiamo dire ponendo mente alla fig. 7, che per un dato valore della corrente di deflessione si ha:

$$H = K \frac{T'}{\cos\theta}$$

dove T' è il numero totale di spire tra P e B.

La condizione $T'/\cos\theta$ è soddisfatta se la densità delle spire varia con la legge:

$$T = T_0 \operatorname{sen}\theta ,$$

allora:

$$H = \frac{K \int_{\pi/2}^{\theta} T_0 \operatorname{sen}\theta d\theta}{\cos\theta} .$$

La fig. 8 mostra la distribuzione in forma grafica dove:

T = densità delle spire in ogni punto
T_0 = massimo valore della densità delle spire.

Per ogni valore di θ, ad es. θ_1, l'area racchiusa dalla curva tra $\pi/2$ e θ_1 divisa per $\cos\theta$ è costante.

2.3 - Bobine di deflessione di tipo toroidale con avvolgimenti distribuiti non uniformemente.

Sebbene la bobina di tipo toroidale sia di difficile costruzione specie per produzioni di serie, dal punto di vista del costruttore privato essa presenta però molti vantaggi, particolarmente quando vengono impiegati avvolgimenti di tipo a distribuzione non uniforme. Non grande abilità comunque, è richiesta per produrre una bobina avente campi di deflessione uniformi e un alto rendimento di deflessione.

La fig. 9 mostra in linea generale la costruzione di una bobina di deflessione toroidale. L'avvolgimento consiste in due bobine L_1 ed L_2 avvolte in senso contrario sui lati opposti del nucleo. Nei punti dell'anello dove vi è un cambiamento nel senso dell'avvolgimento, vi sono poli magnetici adiacenti della stessa polarità.

Fig. 7 e 8. - Variazione della densità delle spire per una bobina di deflessione con avvolgimento distribuito non uniformemente, nel caso in cui la densità delle spire (T) vari con $T_0 \operatorname{sen}\theta$, T_0 essendo il valore massimo.

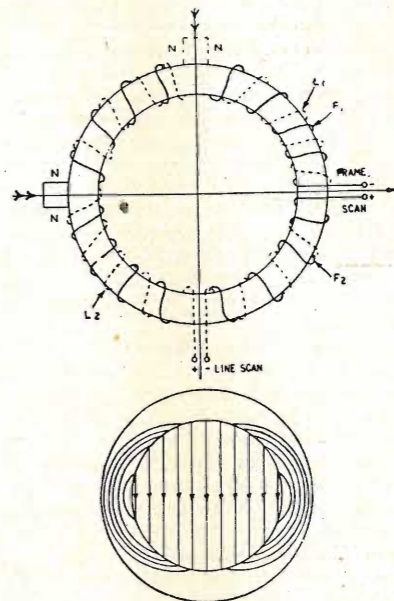



Fig. 9. - Costruzione generale di una bobina di deflessione toroidale e distribuzione idealizzata del campo (sotto).

Le bobine di deflessione verticale F_1 ed F_2 sono avvolte in un modo simile ma disposte a 90° dalle bobine di deflessione orizzontale. Questo tipo di costruzione presenta il vantaggio che il flusso generato è concentrato nel nucleo e nel traferro d'aria; il flusso esterno è ridotto al minimo ottenendo così un alto rendimento di deflessione.

Due evidenti obiezioni si possono fare:

a) Lo spessore degli avvolgimenti e del materiale isolante e protettivo tra il nucleo magnetico e il collo di vetro del tubo catodico provoca un allungamento del traferro in aria, abbassando il rendimento della deflessione;

b) La difficoltà pratica di realizzare degli avvolgimenti distribuiti correttamente sul toroide; particolarmente nel mantenere la relazione di 90° tra avvolgimenti della deflessione orizzontale e verticale. Qualunque errore in questo senso avrà serie conseguenze sulla forma del raster. Questa difficoltà può essere superata frazionando l'avvolgimento, ad es. in tre passi. Si è trovato tuttavia che si può mantenere una buona uniformità di fuoco del raster con tali avvolgimenti, solo riducendo la lunghezza della bobina con conseguente riduzione di sensibilità.

Una buona soluzione si è trovata nell'adozione per l'armatura (fig. 10) di lamierini di materiale ferromagnetico, tipo motore, aventi ad esempio 24 cave; fornendo così automaticamente l'esatta posizione degli avvolgimenti distribuiti in un opportuno numero di cave e non ponendo più alcuna limitazione alla lunghezza dell'armatura per ottenere una buona focalizzazione. Il diametro esterno del pacco di lamierini è 7,5 cm e il diametro interno 3,5 cm leggermente più grande del diametro del collo del tubo catodico. In tal modo i denti percorsi dal flusso sono portati in contatto con il vetro del tubo, riducendo così al minimo il traferro in aria. Le cave sono sufficientemente profonde per collocarvi gli avvolgimenti e sopprimere gli effetti terminali di campo molto fastidiosi. La dispersione di flusso fra i denti d'armatura è reso minimo dalla forma trapezoidale dei denti stessi. L'armatura consiste in un pacco lamiere di conveniente lunghezza. La lunghezza totale può essere anche maggiore di quella della bobina convenzionale di tipo a sella, senza alterare la posizione del centro di deflessione. L'insieme dell'armatura è mantenuto fortemente compresso: guaine isolanti sono infilate nelle cave allo scopo principale di proteggere l'isolamento del filo dell'avvolgimento. Il numero di spire richiesto per ciascuna metà delle bobine di riga o di quadro può essere calcolato partendo dai noti valori di angoli di deflessione e valore di picco nella corrente deflettente. Un calcolo tipico fornisce 192 spire su ciascuna metà dell'avvolgimento con una induttanza complessiva di 6 mH, ed una corrente di picco di 250 mA. La disposizione delle spire per una costruzione come quella prima descritta (che consente cioè uniformità di campo magnetico) a $\operatorname{sen}\theta\pi$ può essere calcolata come segue. Il massimo numero di spire per cava è:

$$\frac{\textit{numero totale di spire} \times \pi}{2N}$$

dove N è il numero di cave in ciascuna metà dell'avvolgimento.

Le spire poste in ciascuna cava possono allora essere ottenute da:

Fig. 10. - Esempio di costruzione di una bobina di deflessione toroidale utilizzante lamierini per statore a 24 cave.

Fig. 11. - Quattro tipi di bobine di deflessione provate per le prove descritte nel testo:
1) Finestra quadra con avvolgimento ad alta impedenza;
2) Bobine a sella e a bassa impedenza, avvolte in aria;
3) Come in 2, ma con percorso di ritorno in ferro;
4) Bobina toroidale, come in fig. 10.

(max. numero di spire di una cava) sen θ,

dove sen θ rappresenta la posizione angolare della cava considerata.

L'avvolgimento di deflessione verticale è sistemato nelle cave che sono ad angolo retto con l'avvolgimento di riga. Nessuna difficoltà si è trovata nel tenere gli avvolgimenti di riga e di quadro a 90° gli uni degli altri, dal momento che la posizione delle singole spire è fissata dalle cave.

Gli avvolgimenti sono quasi identici e la funzione di ciascuno può essere scambiata. Questo porta ad un grande aumento nella sensibilità dell'immagine in confronto al tipo di bobina convenzionale a sella dove l'avvolgimento di quadro deve essere più corto dell'avvolgimento di riga. Fu trovato vantaggioso racchiudere l'intero giogo a cave in un involucro di rame, riducendo così il campo disperso a frequenza di riga e aumentando il rendimento di deflessione. Il rendimento della deflessione di riga di questa bobina venne trovata migliore di tutti i tipi convenzionali di bobine deflettenti. Il fuoco venne trovato sempre buono.

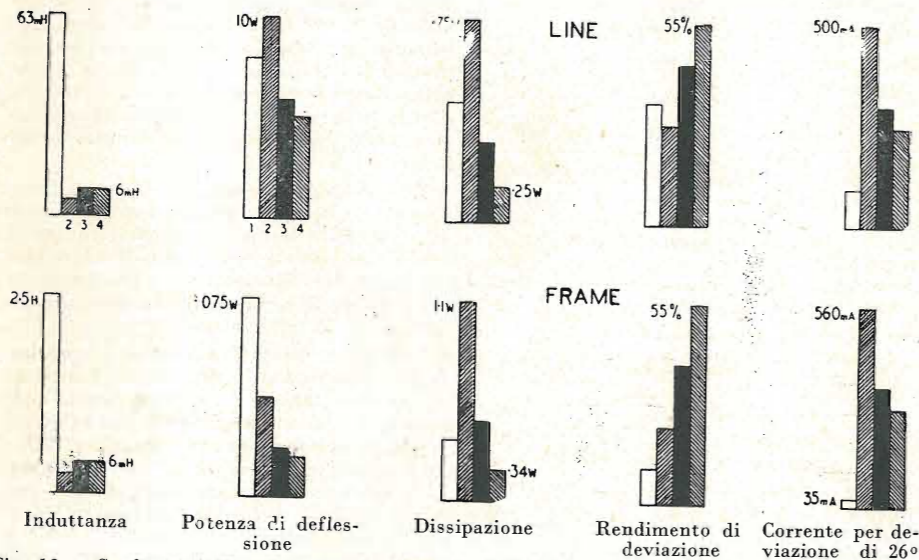
2.4 - Rendimento delle bobine di deflessione.

Nell'assicurare l'uniformità del campo deflettente è essenziale non diminuire il rendimento della deflessione stessa.

Si sono provati quattro tipi di bobine di deflessione (fig. 11). La bobina mostrata in 1 è ad alta impedenza sia negli avvolgimenti di riga che di quadro; l'avvolgimento di riga essendo di tipo convenzionale a sella coi conduttori di testa raggruppati sulla linea centrale della sezione trasversale. L'avvolgimento di quadro è toroidale sui bordi di una finestra quadrata di ferri consistenti in tre pacchi di ferro laminato.

La bobina mostrata in 2 ha una bassa impedenza sia nella bobina di deflessione verticale che in quella orizzontale costituite ciascuna da circa 400 spire, con le sezioni di lato aperte di circa 45°. La bobina mostrata in 3 è la stessa che in 2 con qualche lieve variante. La bobina mostrata in 4 è toroidale di tipo ad avvolgimento distribuito non uniforme a sen θ. La fig. 12 mostra un confronto del funzionamento della bobina quando si opera su un tubo catodico avente un'alimentazione E.A.T. di 10 kV con un angolo di scansione di 26°, assunta quale deflessione standard. Si vedrà che per tutti gli avvolgimenti di deflessione orizzontale la potenza consumata nel creare il campo deflettente è molte volte più grande della dissipazione. In queste condizioni l'efficienza della deflessione è più importante e la generazione di un campo lineare passa in seconda linea.

Un esame delle condizioni di lavoro degli avvolgimenti di quadro, mostra che qui la situazione è invertita: la dissipazione essendo molte volte più grande della potenza di deflessione.

Potrebbe sembrare che il funzionamento ottimo debba ottenersi con un avvolgimento di quadro avente alta sensibilità con bassa resistenza. Questo tipo di avvolgimento non sempre conduce ai migliori risultati, poichè la costruzione necessaria a porre un grande numero di spire dell'avvolgimento di quadro nella regione del collo dei tubi catodici conduce a costruzioni voluminose con conseguente aumento dell'area racchiusa dal percorso del ritorno al ferro (spesso chiamato area di finestra). Dal momento che la finestra è comune all'avvolgimento di riga ne risulta di conseguenza una diminuzione nel rendimento della deflessione di riga. E poichè la potenza consumata dall'avvolgimento di riga è molto più grande di quella consumata dalla bobina di quadro, questo effetto è oltremodo sgradito.

L'ingombro della bobina può essere reso minimo riducendo la sezione del conduttore usato per l'avvolgimento di quadro, ma vi sono limiti pratici sotto i quali non si può scendere. Un'altra obiezione può venire mossa circa la richiesta di potenza nel caso di accoppiamenti diretti delle bobine (senza trasformatore) ad alta impedenza, cosa che non si verifica per quelle a bassa impedenza. Per la bobina rappresentata in 1 con un avvolgimento di quadro avente induttanza 2,5 H la corrente a regime è 35 mA; mentre le bobine a bassa impedenza 3 e 4 che sono alimentate da un avvolgimento di quadro di opportuno valore d'impedenza richiedono una corrente di regime di 10 mA. La bobina 1 illustra i difetti discussi; nonostante il basso rendimento di deflessione di quadro del 9 %, la dissipazione resistiva è di 0,60 W. Un serio svantaggio è il bassissimo rendimento di deflessione (35 %) dell'avvolgimento di riga. I risultati relativi alle bobine del tipo a sella a bassa impedenza e nucleo in aria, mostrano che nonostante l'assenza del percorso di ritorno in ferro, risulta una diminuzione del rendimento della deflessione di riga solo dell'8 %; ciò è dovuto alla posizione dei conduttori aderenti al collo del tubo e al fatto che l'area della finestra nella bobina 1 è molto grande. La dissipazione resistiva dell'avvolgimento di quadro è nella bobina 2 molto più elevata che in quella della bobina 1, a causa della sensibilità molto bassa, nonostante un notevole aumento del rendimento della deflessione di quadro (22 % in confronto al 9 %).

La presenza di un percorso di ferro nella bobina 3, ha un effetto spiccato su entrambi gli avvolgimenti. L'induttanza di entrambi gli avvolgimenti è aumentata ma l'aumento in sensibilità è tale che ne consegue un guadagno del 50 % nel rendimento di deflessione. Il rendimento delle deflessioni di riga e di quadro sono del 46,5 % e 40 % rispettivamente. L'aumento del rendimento della deflessione di quadro permette un abbassamento della corrente deflettente e una riduzione della dissipazione resistiva a un valore paragonabile a quello dell'avvolgimento di alta impedenza della bobina 1.

I risultati per il tipo toroidale sen θ (bobina 4) mostrano un aumento del rendimento della deflessione di riga, 55 %.

Questo aumento è ottenuto riducendo il traferro d'aria e il flusso disperso a un minimo grazie alla costruzione della armatura con un complesso simile allo statore di un motore, utilizzando così la piena lunghezza massima teorica del sistema deflettente e riducendo lo spazio del collo occupato dalle teste degli avvolgimenti.

L'avvolgimento di quadro ha in queste condizioni la stessa induttanza ed efficienza di deflessione dell'avvolgimento di riga, permettendo così l'ottenimento di una notevole riduzione nella dissipazione resistiva. Questo non conduce ad un gran risparmio di potenza nello stadio di uscita, ma semplifica i problemi della linearizzazione. E' poi evidente che le funzioni degli avvolgimenti sono intercambiabili in questo tipo di giogo di deflessione.

(dott. ing. Vittorio Banfi)

Fig. 12. - Confronto delle caratteristiche elettriche delle bobine di deflessione illustrate in fig. 11.

(il testo segue a pag. 167)

assistenza TV

D *Seguendo l'esempio di un amico ho fatto installare nella mia abitazione un televisore della stessa marca, che però con mia grande delusione non riceve così bene come quello del mio amico che dista solo qualche centinaio di metri da me.*

A. Baldi - Stresa

R La zona di Stresa è afflitta purtroppo da molti inconvenienti del genere da Lei accennato.

La cerchia di colline che circonda Stresa preclude ad una buona parte dell'area cittadina ogni ricezione TV: solo in determinati settori l'emissione del M. Penice riesce a penetrare, probabilmente attraverso varchi montani, ed a servire discretamente i fortunati abitanti di tale zona.

Comunque provi ad installare un antenna a 4 o 5 elementi per 1° canale (Penice) inserendo sulla linea di trasmissione più vicino possibile all'antenna un « booster » di buona efficenza, sintonizzandolo accuratamente sulla ricezione.

Il televisore deve avere almeno quattro stadi a media frequenza oltre al gruppo in alta frequenza.

D *Abito in una località con minimo campo TV ed ho tentato di ricevere le emissioni del M. Venda da poco in funzione. Mi succede che se ricevo la visione il suono è debolissimo: se sintonizzo il suono la visione non è bella. Un tecnico locale mi dice che occorre ritoccare l'allineamento della media frequenza: prima però di toccare l'apparecchio desidero un vostro parere. Tenete presente che ho installato una antenna a 5+5 elementi del tipo solito a dipolo ripiegato.*

G. Varzi - Udine

R Con molta probabilità il Suo televisore non ha nulla di sregolato e tutto il guaio dipende unicamente dall'antenna che limita la banda video passante.

Provi a sostituire l'antenna con una di altra costruzione che sia veramente a larga banda, pur avendo un elevato guadagno.

Molti inconvenienti dello stesso genere sono scomparsi adottando antenne a banda larga; particolarmente avvertito l'inconveniente nelle zone di ricezione marginale a scarso campo come la sua.

D *Ho notato da qualche tempo la comparsa sullo schermo del mio televisore una larga macchia giallastra nella zona centrale. Ora è appena avvertibile ma non vorrei che assumesse proporzione e colorazioni maggiori.*

D. Colli - Cremona

R Vi sono due possibili diagnosi del suo difetto.

Può dipendere da una errata regolazione della trappola ionica: di ciò può sincerarsi accendendo il televisore anche quando non vi è trasmissione e regolando il magnetino a molla infilato sul collo del tubo catodico nei pressi dello zoccolo sino ad ottenere la massima luminosità (per una data regolazione del controllo di luminosità) dello schermo.

Se la trappola ionica fosse stata usata e sistemata per il centraggio del quadro (come purtroppo accade di sovente) la regoli invece per la massima luminosità, centri il quadro con gli altri magnetini già predisposti attorno al giogo di deflessione.

L'inconveniente da Lei lamentato può anche dipendere da alterazione sotto bombardamento elettronico del fosforo dello schermo: in tal caso non vi è altro da fare che sostituire il tubo quando il difetto fosse divenuto intollerabile.

Comunque tenga sempre più bassa possibile la luminosità.

D *Ho deciso di acquistare un televisore da 21 pollici di costruzione italiana. Il venditore dell'apparecchio mi dice che è sufficente un'antenna interna mentre un amico già possessore di un televisore mi consiglia l'installazione di un'antenna esterna. Qual'è il Vostro consiglio?*

M. Archenti - Torino

R Abbiamo già espresso diverse volte il nostro consiglio in circostanze analoghe. Con l'antenna interna potrebbe anche ottenere un risultato soddisfacente, sempre però globamente inferiore a quello con antenna esterna. Tutto sta ad accontentarsi.

D *Posseggo da oltre un anno un ottimo televisore che ha sempre funzionato bene collegato ad un'antenna sistemata sul tetto della mia casa. Recentemente ho dovuto spostare il televisore in un'altra camera allungando il cavo di raccordo con l'antenna di alcuni metri: le figure sullo schermo appaiono ora leggermente sdoppiate, come mosse. L'installatore che mi ha allungato il cavo non sa spiegare ne rimediare l'inconveniente.*

G. Abbiati - Pavia

R Ella non ci ha specificato se il cavo aggiunto è dello stesso tipo del cavo che discende dall'antenna. Se fosse di tipo differente, occorre cambiarlo con altro uguale a quello precedente collegato con l'antenna. Se invece il nuovo spezzone di cavo aggiunto è di uguale tipo occorre pensare ad una lieve differenza di impedenza fra il cavo invecchiato e quello nuovo. Le consigliamo di collegare in parallelo al punto di unione dei due cavi un « stub » formato da uno spezzone dello stesso cavo lungo 28 cm (se Ella riceve Milano-TV) chiuso in corto circuito. Può collegare un altro « stub » simile in parallelo ai morsetti di ingresso al televisore. Se il cavo fosse della piattina bifilare controlli se il percorso della parte aggiunta non corra parallelo a pezzi metallici o conduttori e non segua un percorso tortuoso a piegature brusche o entro tubazioni o passaggi. Nel caso della piattina può provare ad avvolgerla con un pezzetto di stagnola che farà scorrere con una mano lungo la piattina stessa ad una distanza da 20 cm dall'entrata al televisore a circa 60 cm: osservando l'immagine potrà stabilire il punto di miglior rendimento scorrendo la stagnola lungo la piattina.

D *Esaminando lo schema elettrico di un televisore di costruzione Nazionale che avrei deciso di acquistare, noto che è sprovvisto del restitutore di componente continua. E' una deficenza dell'apparecchio oppure se ne può fare a meno senza inconveniente?*

Grassi Milano

R La questione della restituzione della c.c. è molto controversa. Teoricamente occorrerebbe reinserirla coi noti mezzi (diodo generalmente) se vi sono accoppiamenti capacitativi negli stadi a video frequenza.

In pratica si è constatato che tale restituzione spostando il funzionamento del tubo catodico lungo la sua caratteristica anodica che presenta sovente eccessiva curvatura alle due estremità (superiore ed inferiore), il « gamma » ovvero la proporzione delle varie tonalità di chiaroscuro dell'immagine viene ad alterarsi sebbene la tinta media generale (comp. continua) segua le vicende della scena originale.

In altre parole, lo spostamento della luminosità media, derivante dalla reinserzione della c.c. provoca un deterioramento della linearità di modulazione dell'immagine, a causa della caratteristica difettosa del tubo catodico. Molti costrutori preferiscono perciò rinunciare alla c.c.

Amplificatori RF per la QB 3|300

(segue da pag. 162)

tensioni in gioco, di entità considerevole. Le bobine L_8 e L_9 per le bande di 40 e degli 80 metri rispettivamente hanno in parallelo le capacità fisse C_{11} e C_{15}, allo scopo di evitare perdite sulle gamme più alte. Per le ultime tre gamme è usata una bobina L_7 con prese, ed una bobina di accoppiamento L_{10}.

Le figure 2 e 3 dànno un'idea della disposizione delle parti. I componenti del circuito di griglia sono montati in una scatola schermata interamente mentre la valvola di potenza e la capacità di neutralizzazione sono le uniche connessioni col circuito anodico.

Il circuito di fig. 5 è una variante di quanto descritto prima, con la differenza fondamentale che non vi è neutralizzazione. Come già detto prima, questa non è necessaria quando il circuito anodico è caricato con l'antenna. E' usata una bobina con prese, sintonizzata con C_{13}, mentre per la gamma degli 80 metri una capacità fissa C_{12} è collegata in parallelo. Collegando il condensatore di sintonia, per le gamme dei 10 e dei 15 metri, in parallelo ad una piccola parte della bobina si ottiene un buon fattore di merito del circuito e un rapporto L/C favorevole. Vi sono due bobine di accoppiamento alla antenna, L_9 per gli 80 e i 40 metri e L_8 per i 20, 15 e 10 metri. Nello schema i commutatori sono disegnati in posizione 80 metri.

(Mino Cuzzoni)

Alla ricerca di un perfetto raster

(segue da pag. 166)

Caratteristiche dei Moderni Cinescopi

(*segue da pag.* 156)

L'attuazione di questo sistema di messa a fuoco è risultato in pratica assai semplice e di ottima regolazione. Difatti, l'effetto del campo di messa a fuoco sull'elettrone, nel caso del fuoco magnetico, risulta dipendente soltanto dalla radice quadrata del valore della tensione anodica. Questo fatto riveste un notevole valore pratico, sia perchè riduce il valore del campo necessario per la messa a fuoco, sia perchè così la condizione di fuoco ottimo risulta pressochè indipendente dalle tensioni di alimentazione.

Inoltre, adottando un sistema di fuoco magnetico si ottiene una più uniforme regolarità di fuoco su tutto il quadro televisivo, poichè con questo sistema di *lenti* si possono raggiungere facilmente notevoli profondità di fuoco. Risulta poi in pratica più facile evitare le succitate aberrazioni del punto catodico.

Un sistema di fuoco magnetico, il quale richiede di attuare un campo magnetico di distribuzione uniforme e d'intensità regolabile e con minimo flusso disperso, si può realizzare disponendo concentricamente al collo del tubo, una bobina percorsa da corrente continua regolabile, ovvero un anello di opportuno materiale magnetico permanente. Questa seconda soluzione è quella normalmente prescelta per evidenti ragioni di semplicità e costo, essendo anche possibile realizzare in questo caso sistemi di regolazione del campo molto semplici, sia disponendo un opportuno derivatore magnetico spostabile, ovvero adottando due aneli concentrici magnetizzati in opposizione e disposti a distanza variabile fra loro.

Tra i più moderni sistemi di messa a fuoco dobbiamo ricordare quello magnetico, realizzato dalla General Electric attuando la *lente* per la focalizzazione del raggio nell'interno del cinescopio stesso, mediante un complesso di tre piccoli magneti permanenti disposti all'uscita del cannone elettronico. Si può così ottenere un campo magnetico molto uniforme, e perfettamente schermato dai campi dispersi esterni, il quale può esser realizzato nella configurazione più opportuna per ottenere le migliori condizioni di focatura anche per angoli di deflessione notevoli, sino a 90 gradi.

La adozione di un sistema di fuoco a lente magnetica presenta quindi di fronte a quello che faccia uso di lente elettrica, i seguenti vantaggi:

— migliore uniformità di fuoco

— maggiore indipendenza dalla tensione di alimentazione

— maggiore precisione nella messa a fuoco e minori difetti.

Ove quindi si voglia raggiungere un buon dettaglio di immagine televisiva, e particolarmente nel caso di cinescopi di grandi dimensioni, risulta più conveniente l'uso del sistema di fuoco attuato con lenti magnetiche.

Nel nostro sistema televisivo il numero delle righe che definisce il dettaglio è di 625, cosicchè la finezza del dettaglio risulta di circa il 20% superiore a quella ottenibile secondo lo standard americano, è perciò evidente la necessità presso di noi di una maggiore precisione di fuoco ed a questo scopo particolare cura deve esser rivolta nella scelta sia del cinescopio da usarsi, sia del suo sistema di fuoco.

(*Tr.*)

atomi ed elettroni

(*segue da pag.* 153)

prototipo infatti è costato soltanto 40 dollari, escluso il costo del materiale radioattivo.
La possibilità di usare il tulio come fonte di raggi X fu avanzata per la prima volta da scienziati britannici che hanno costruito strumenti simili a quello creato nel Laboratorio Argonne ma molto meno potenti. Le perfette attrezzature esistenti negli Stati Uniti per l'isolamento degli elementi e dei metalli rari ed i potenti reattori già in funzione da qualche anno hanno permesso agli scienziati e tecnici del Laboratorio Argonne la costruzione del nuovo apparecchio che contiene una quantità di tulio di parecchie centinaia di volte superiore a quella degli apparecchi britannici. Questa maggiore potenza dell'apparecchio fa si che esso costituisce un prezioso ausilio alle ricerche mediche ed industriali.
L'apparecchio potrà essere infatti, ai fini diagnostici, di enorme utilità in località isolate come gli ospedali da campo, le navi e i centri di nuova costruzione. Nel settore industriale esso potrà essere utilizzato largamente in quanto è munito di uno speciale strumento che registra la densità e potrà accertare il livello e la densità dei liquidi in sistemi a circolazione chiusa.
Il tulio è stato fornito dal laboratorio Ames istituito dalla Commissione per l'Energia Atomica presso il College di Stato dello Iowa, ove il Dr. Frank Spedding svolge da tempo un importante lavoro nel settore della separazione e l'isolamento degli elementi più impotanti e rari.
Il Laboratorio Argonne ha anche fornito importanti quantità di tulio, reso radioattivo presso la stazione sperimentale dell'Idaho, al Centro di ricerche sul cancro dell'ospedale Argonne, a Chicago, ed al Laboratorio ricerche mediche dell'Esercito a Fort Know, nel Kentucky, i quali se ne servono da un anno circa nei loro esperimenti.

(*Tr.*)

nel mondo della TV

(*segue da pag.* 151

Il servizio di TV

commerciale di Inghilterra, in concorrenza con la B.B.C. ha destato un enorme interesse in tutta l'Europa che da tempo guardava al regime ultrademocratico americano della libertà piena delle trasmissioni e ricezioni senza pagamento di canone alcuno da parte dell'utente.
E' stato creato un Ente speciale denominato I.T.A. (Independent Television Authority) che procederà al rilascio delle licenze pel servizio di trasmissioni TV, sotto particolari condizioni e cautele. Poichè le emissioni della nuova TV commerciale si effettueranno su un'altra banda di frequenze, già alcuni costruttori inglesi annunciano la produzione di speciali disponibilità convertitori che metteranno gli attuali televisori già in servizio, in grado di ricevere tali emissioni.
La possibilità di scegliere due, tre e quattro programmi TV è la forza dell'inevitabile successo delle nuove emissioni commerciali di TV; inoltre lo spirito di concorrenza e di correlazione porteranno ad un continuo affinamento e miglioramento dei programmi.
Comunque l'interesse per la TV del popolo inglese è sempre crescente. Basti notare l'incremento mensile degli abbonati che è in costante aumento nel mese di Marzo scorso tale incremento è stato di 75868 unità, portando così il numero di abbonati alla TV a 3.248.892.

La TV in Svezia.

nel decidere la realizzazione di una rete televisiva nazionale il Governo svedese si è lodevolmente preoccupato di provvedere all'istruzione e tirocinio pratico del personale tecnico che dovrà attendere ai molteplici sviluppi della TV nella nazione.

Pertanto è stato diramato un invito ufficiale alla creazione di speciali Corsi tecnici di TV presso vari istituti svedesi, unitamente alle disposizioni esecutive per l'allestimento di un Centro Sperimentale di TV a Stoccolma che curerà l'emissione di programmi a titolo di tirocinio del personale e sondaggio dell'industria produttrice di televisori.

sulle onde della radio

Mozambico

Un trasmettitore operante a Niassa, del « Radio Club di Mozambico », emette dalle 11.00 alle 12.00 e dalle 17.30 alle 19.30 su 1223 kHz.

Grecia

Il programma di « Radio Atene » diretto all'Europa è trasmesso sulla frequenza di 9607 kHz. Le trasmissioni avvengono alle seguenti ore: 18.30 in Francese, alle ore 18.45 in Inglese

Guatemala

Una stazione annunciante « Radio Phillip » — La Emissora Musical de Guatemala — è in aria su 6101 kHz. Essa dà il segnale di chiusura alle 06.10 del mattino.

Giappone

L'ultima scheda programmi che prcgramma in lingua Giapponese ad onde corte della Stazione NHK:

1) Programma interno:
   1° gruppo Yamata: 7252,5 (JKH) 5kW 21.30-11.00
   2° gruppo Nazaki: 7285 (JKJ) 5 kW 22.00-11.00
   Nazaki 2ª: 4910 (JKI) 5 kW 22.00-23.15
   Nazaki 3ª: 9655 (JKI2) 5 kW 23.25-11.00
2) Progr. Giapponese per l'E.O. (50 kW):
   Yamata 15225 (JBD3) 04.00-05.00
   11800 (JKI4) 11.00-14.00

Sudan

« Radio Omdurman » usa ora la frequenza di 6585 kHz con un trasmettitore di 6.5 kW per il Sudan Equatoriale e 4990 kHz per il Sudan del Nord.

Siria

L'ultima scheda programmi di Radio Damasco:

1) Arabo: 05.00-08.00, 12.30-14.00 (Venerdì 05.00-09.00,10.00-11.30,12.30-14.00) 665 kHz (50 kW), 750 kHz (20 kW), 6165 (20), 6130 (7.5), 6200 (7.5); 16.00-23.00: 665, 750, 9526 kHz; 16.00-19.30: 7145 (7.5); 20.30-23.00: 6165 (7.6);
2) Arabo: 08.00-0830, 20.30-21.00; Francese: 08.30-11.00, 14.00-15.00; Inglese: 12.00-12.30 — 602(2), 719(2) e 7145 (7,5).
3) Per il Medio Oriente:
   Ebraico 15.00-16.00 su 665-7145-9526;
   Turco: 19.15-20.15 su 6165.
4) Per India e Pachistan:
   15.45-16.45 su 15395 (20 kW).
5) Per l'Europa:
   Francese 21.30-22.30, Inglese 22.30-23.30 su 7235 (20 kW).
6) Per Centro e Sud America: 01.00-03.00 su 9555 (7,5), 11915 (20 kW) (in arabo, spagnolo e portoghese).

Tangeri

« La Voce dell'Evangelismo Internazionale » opera da Tangeri dal 21 Febbraio con una trasmissione annunciata su 7120 e 7250 kHz alle ore 20 (Domenica anche ad ore 13). L'ultima frequenza però è stata intercettata attorno ai 7300 kHz.

Ancora sulla Mostra della Produzione Elettronica Italiana

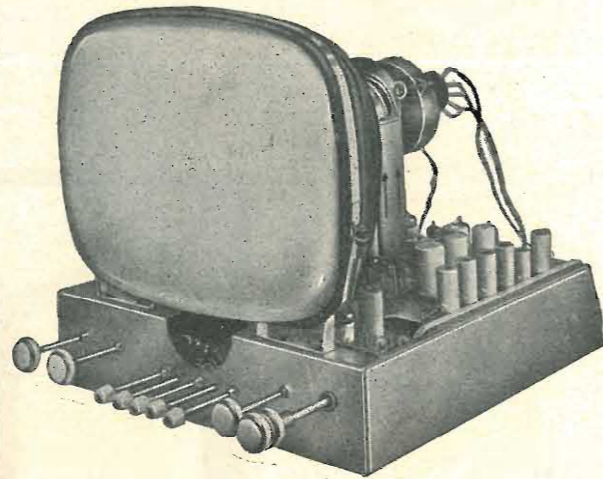
Nella rassegna apparsa sul n. 5 per evidenti motivi non abbiamo citato tutti gli espositori. Il Gruppo Magneti Marelli era prosente con particolari di un impianto di bordo per aeromobili, con tubi termoelettronici, diodi e triodi a cristallo.

Elettrosaldatore Istantaneo 2000
illumina il punto di saldatura
Mod. 1954
Salda in 8"
DIMENSIONI RIDOTTE
VERNICIATURA ISOLANTE

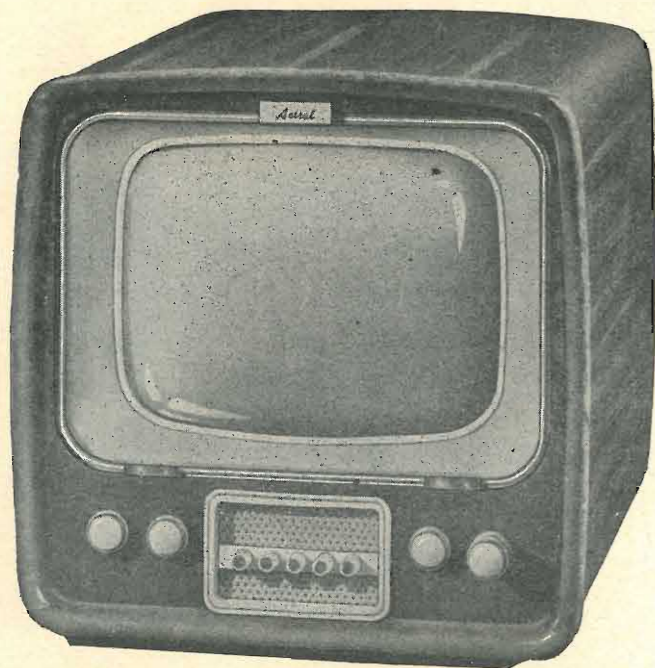
UNIVERSALDA torino

RMT
MACCHINE BOBINATRICI
VIA PLANA 5
Telef. 88.51.63
TORINO

... una nuova fabbrica per un nuovo prodotto!

Tubo a raggi catodici 17 pollici
21 valvole tipo americano
Gruppo alta frequenza «CASCODE» rotativo 5 canali
Trasformatore di alimentazione con prese universali

Vengono forniti premontati e tarati

GRUPPO ALTA FREQUENZA
GRUPPO AMPLIFICATORE VIDEO
GRUPPO AMPLIFICATORE AUDIO
GRUPPO SEPARATORE SINCRO-OSCILLATORE
GRUPPO OSCILLATORE AMPLIFICATORE VERTICALE
GRUPPO AMPLIFICATORI ORRIZZONTALI AT

SCATOLA DI MONTAGGIO TELEVISORI

La scatola di montaggio "**Astral**" risolve pienamente ogni vostra esigenza tecnica.

Il montaggio è notevolmente semplificato dall'impiego di se gruppi premontati e tarati.

La scatola è corredata di una serie di disegni e tabelle ridotte alla forma più semplice che rendono agevole e interessante il montaggio.

Su richiesta la scatola di montaggio **ASTRAL** viene fornita completa di un elegantissimo mobile.

Astral
PRODUZIONE **REM**
BOLOGNA

DISTRIBUZIONE PER L'ITALIA: **SARRE** BOLOGNA - VIA MARESCALCHI, 7 - TELEFONO 26.613

Rappresentanti:
Torino e Provincia - Ditta VALLE - Via S. Donato, 2 - Torino
Asti e Provincia - Ditta Ugaglia Luigi - Via XX Settembre, 26 - Asti
Lombardia - Ditta R.C. Via F. Cavallotti, 15 - Milano
Toscana - Ditta Emporio della Radio - Via Proconsolo, 8/10 -Firenze (escluso Livorno - Carrara)
Lazio e Umbria - Ditta Radio Argentina - Via Torre Argentina, 47 - Roma

Il mio televisore è l'Elettron-Video, il suo funzionamento è veramente entusiasmante.
Lo consiglio ai telespettatori più esigenti:
Claudio Villa

ELETTRON-VIDEO - Corso Sempione 34 - Tel. 932.089 - **MILANO**

I nuovi apparecchi americani Semplici - Perfetti - Facili ad usarsi

V-M Tri-o-matic completamente nuovo: È stato espressamente progettato per il funzionamento automatico a 3 velocità.
Ogni parte, dal motorino al pik-up, è il risultato di un lungo studio tendente ad ottenere la massima efficienza e semplicità.
Le parti in movimento sono ridotte al minimo. Tutti i comandi sono accentrati su di un'unica manopola, per tutte le velocità e dimensioni di dischi.

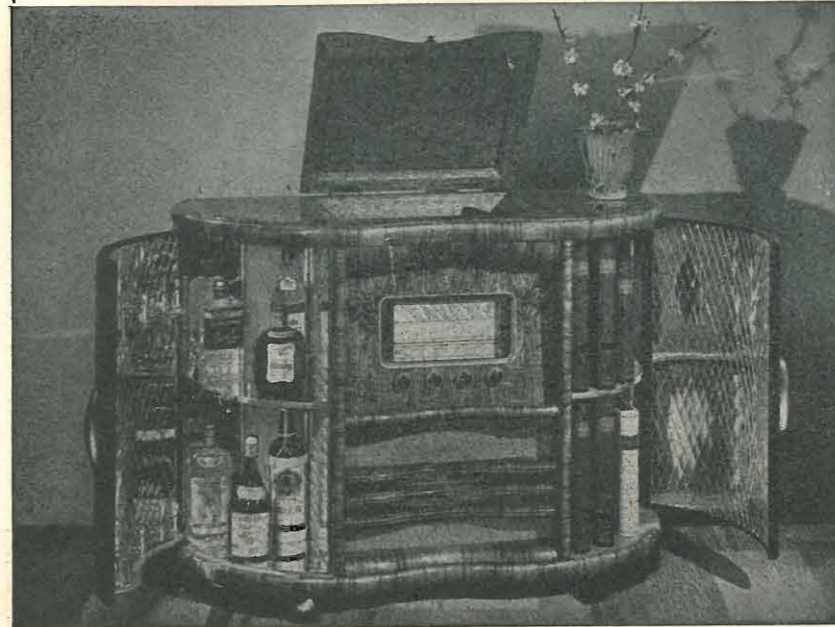
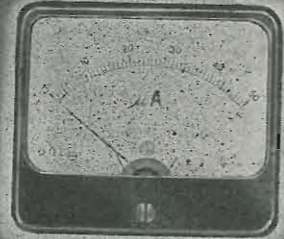
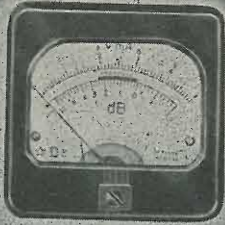
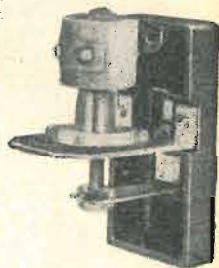
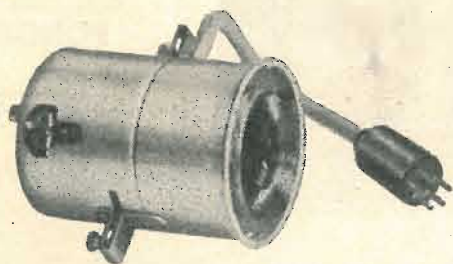
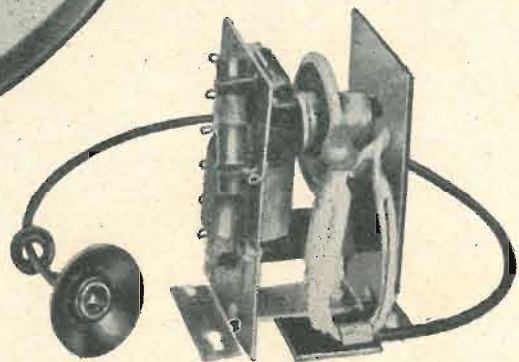
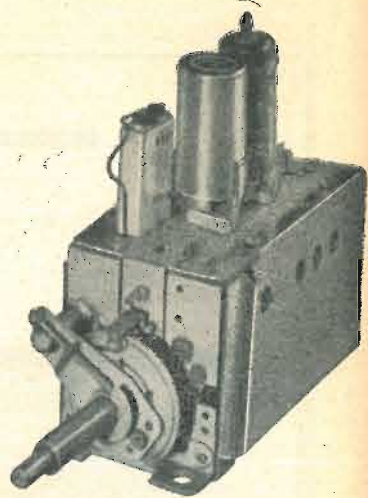
Completamente automatico: Ha la caratteristica di essere completamente automatico ed atto all'uso di dischi di ogni tipo, normale a microsolco e di ogni grandezza.

Capacità: Suona fino a 12 dischi da 10'' o 10 da 12'' da 33 1/3 o 78 giri al minuto; oppure 12 dischi da 7'' da 33 1/3 o 45 giri al minuto: oppure dischi da 10 e 12'' della stessa velocità, frammisti.

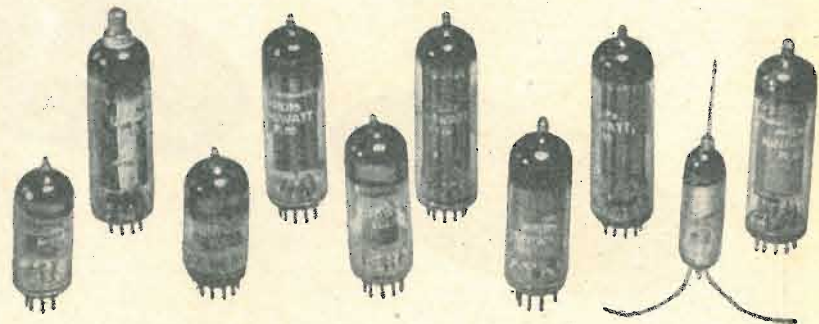
DISTRIBUTORE UNICO PER L'ITALIA

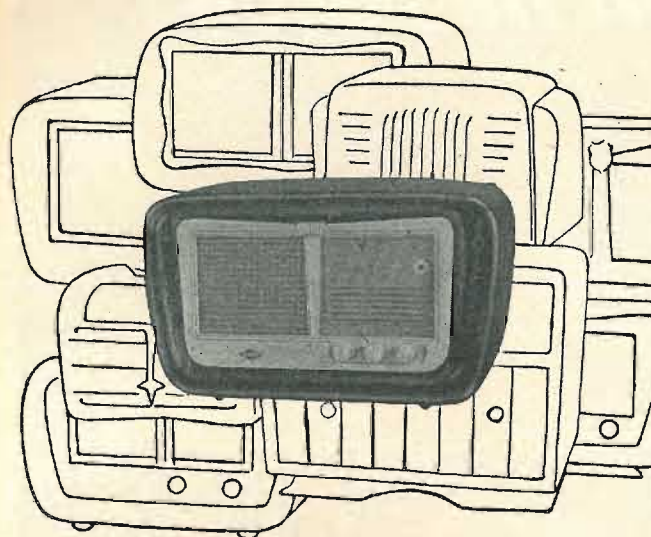
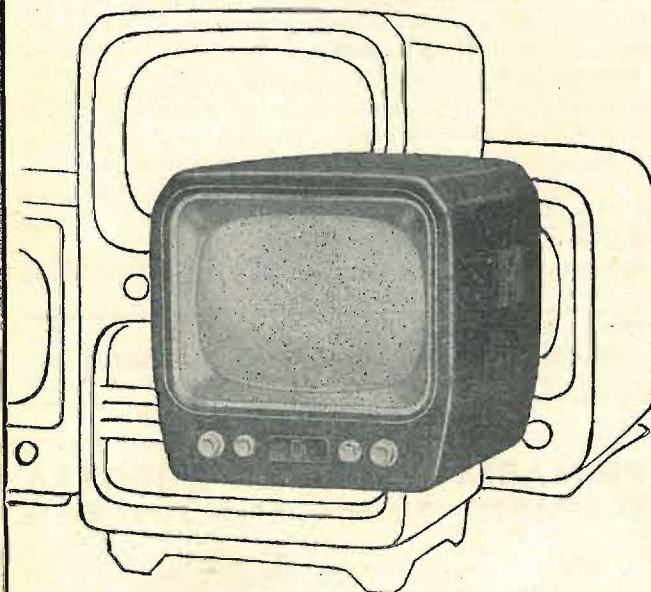
MANLIO *Capriotti*

Sede: SAMPIERDARENA - Via Stefano Canzio 32 R - Tel. 41.743
Ufficio ed Esposizione: GENOVA - Via Malta, 2-2 - Tel. 56.072

VISRADIO

IL PIU' VASTO ASSORTIMENTO DI
- DISCHI
- RADIORICEVITORI
- CHASSIS
- RADIOFONOGRAFI
- FONOBAR
- DISCOFONI
- TELEVISORI

NAPOLI - CORSO UMBERTO I°, 132 - TELEFONO 22.066
MILANO - VIA STOPPANI, 6 - TELEFONO 220.401

La serie dei cinescopi PHILIPS si estende dai tipi per proiezione ai tipi di uso più corrente per visione diretta. I più recenti perfezionamenti: **trappola ionica, schermo in vetro grigio lucido o satinato, focalizzazione uniforme** su tutto lo schermo, ecc., assicurano la massima garanzia di durata e offrono al tecnico gli strumenti più idonei per realizzare i televisori di classe.

La serie di valvole e di raddrizzatori al germanio per televisione comprende tutti i tipi richiesti dalla moderna tecnica costruttiva.

La serie di parti staccate comprende tutte le parti essenziali e più delicate dalle quali in gran parte dipende la qualità e la sicurezza di funzionamento dei televisori: **selettori di programmi, trsformatori di uscita, di riga e di quadro, gioghi di deflessione e di focalizzazione,** ecc.

cinescopi • valvole • parti staccate TV

Modelli d'ogni tipo, per ogni esigenza, da 5 a 8 valvole, da 2 a 9 gamme

TELEVISIONE

Televisori da 17 e 21 pollici, 6 canali, soprammobile e consolle, studiati per l'esigenza del mercato italiano.

UNDA RADIO S.p.A. - Como

Rappr. Gen. TH. MOHWINCKEL

MILANO - VIA MERCALLI, 9

MEGA RADIO

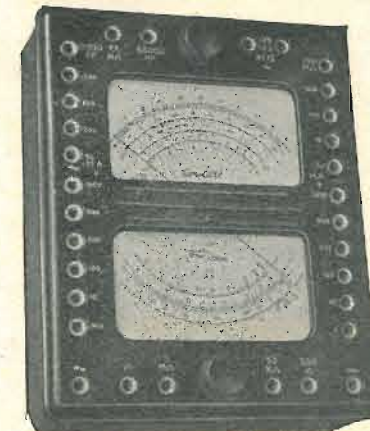
TORINO - Via Giacinto Collegno, 22 - Telef. 77.33.46
MILANO - Foro Bonaparte, 55 - Telef. 86.19.33 -

VIDEOMETRO
(Generatore di barre) - serie T.V. tipo « 102 »

Generatore di barre orizzontali, verticali e reticolo - Alta Frequenza per tutti i canali della Televisione Italiana - Ottima stabilità - Generatore di segnali di sincronismo, verticali e orizzontali.
Dimensioni: m/m. 280x170x100 - Peso: Kg. 3,500.

VOLTMETRO ELETTRONICO
serie T.V. tipo « 104 »

Strumento ad ampio quadrante - Portate: da 0.01 V (1 V fondo scala) a 1000 V c.c. e c.a. in 7 portate - Sonda per la tensione alternata e R. F. con doppio diodo per l'autocompensazione - Ohmetro da frazioni di ohm a 1000 Megaohm suddiviso in 6 portate (10 Megaohm centro scala) - Scala zero centrale.
Dimensioni: m/m. 240×160×140 - Peso: Kg. 3,500.

SUPER ANALIZZATORE « CONSTANT »

Doppio indice, doppio quadrante - 20 mila ohm x V in c.c. - 5.000 ohm x V in c.a. - Raddrizzatore al germanio - 3 scale ohmetriche indipendenti - Megaohmetro - Capacimetro - Rivelatore di R.F. - 38 portate complessive in c.c. e c.a.
Dimensioni: m/m. 250x160x60 - Peso: Kg. 2,300.

LA MEGA RADIO PRESENTA INOLTRE LA BOBINATRICE « MEGATRON » SERIE ORO 1954 E TUTTA UNA VASTISSIMA GAMMA DI STRUMENTI DI MISURA.

TRIO il portavoce elettronico aziendale

In ogni stanza

l'orecchio e la voce del Dirigente

Dagli analoghi impianti intercomunicanti il TRIO si differenzia per queste particolarità:

- Il CIRCUITO FLEXACUSTIC, esclusivo della NOVA, consente l'uso di una serie di soli apparecchi principali, oppure di apparecchi principali e secondari in qualsiasi combinazione. I secondari possono rispondere a più principali.
- Gli apparecchi TRIO, essendo metallici, sono praticamente infrangibili.
- Altoparlante di grandi dimensioni: dunque voce limpida e potente.
- L'ascolto segreto può essere rigorosamente escluso.

Gradite e prontamente accolte le richieste di visite e di impianti volanti non impegnativi.

TRIO: parlar ed ascoltar potrete insieme

RADIO TELEVISIONE - NOVATE MILANESE - TELEF. 970.802 - 970 861

ALTOPARLANTI ELETTROSTATICI
E MAGNETODINAMICI « RUFA DIETZE & Co. »

- Termistori per radio e televisione
- Transistorie Diodi al germanio «Kristalloden Dr.Rost»
- Teflon e Kel-F Materiali isolanti speciali
- Piastrine di cristalli di quarzo e quarzo di rocca per scopi piezoelettrici
- Passanti isolanti in vetro con parti saldabili speciali resistenti al vuoto spinto, elevate pressioni e altissime temperature
- Terminali normalizzati « DIN »
- Fermavalvole brevettati per apparecchiature elettroniche professionali.

Rappresentanza Generale per l' Italia
Ing. E. KORILLER - MILANO - Via Borgonuovo, 4
Telef. 666.693 - 631.318 Telegrammi: KORILLER

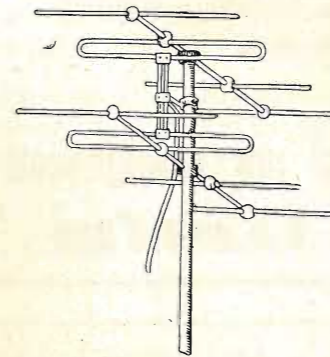
PRIMARIA FABBRICA EUROPEA
DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE

di G. GAMBA

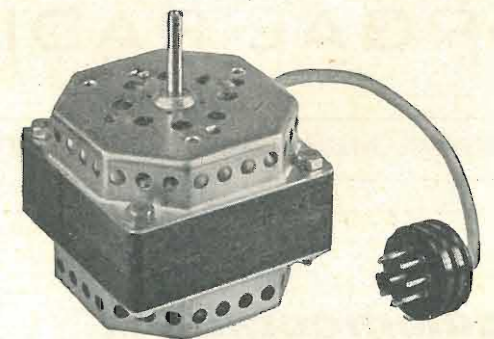
supporti per valvole miniatura — supporti per valvole "rimlock" — supporti per valvole "octal" — supporti per valvole "noval" — supporti per valvole per applicazioni speciali — supporti per tubi televisivi "duodecal" — schermi per valvole — cambio tensione e accessori

Sede: MILANO - VIA G. DEZZA, 47 - TELEF. 44.330 - 48.77.27
Stabilimenti: MILANO - VIA G. DEZZA, 47 - BREMBILLA (Bergamo)

RADIO & FILM - MILANO - Via S. Martino, 7 - Telefono 33.788 ● TORINO - Via Andrea Provana, 7 - Telefono 82.366

SINCRODYNE antenne
per televisione e frequenza modulata

- Antenne con e senza adattatore d'impedenza in quarto d'onda.
- Antenne speciali per finestre e balconi.
- Antenne per installazioni collettive con traslatori.
- Installazioni protette ed internate nella muratura.
- Progettazioni gratuite per qualunque esigenza.

SINCRODYNE S.R.L. LABORATORI PER COSTRUZIONE E MONTAGGIO DI RICEVITORI PER TELEVISIONE
APPLICAZIONI ELETTRONICHE
ANTENNE PER TELEVISIONE E MODULAZIONE DI FREQUENZA

Direzione Generale: Via S. Michele, 41 - PISA - tel. 35.85
Stabilimento: S. GIULIANO TERME (Pisa) Via Garibaldi

MOTORINI per REGISTRATORI a NASTRO
a 2 velocità

Modello 85/32/2V
4/2 Poli - 1400 - 2800 giri
Massa ruotante bilanciata dinamicamente
Assoluta silenziosità - Nessuna vibrazione
Potenza massima 42/45 W
Centratura compensata - Bronzine autolubrificate

ITELECTRA MILANO
VIA MERCADANTE, 7 - TELEF. 22.27.94

Vorax Radio

MILANO

Viale Piave, 14 - Telefono 79.35.05

STRUMENTI DI MISURA
SCATOLE MONTAGGIO
ACCESSORI E PARTI
STACCATE PER RADIO

Si eseguono accurate riparazioni in strumenti di misura, microfoni e pick-ups di qualsiasi marca e tipo

---

RAYTHEON

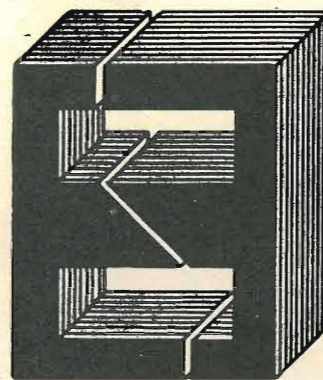
RAYTHEON MANUFACTURING CO.
WALTHAM, MASS., U.S.A.

DIODI AL GERMANIO

TIPO	IMPIEGO
CK705	uso generale
CK705A	
CK706	rivelatore video
CK707	restorer 50 V. c.c.
IN67	restorer 50 V. c.c.
CK708	restorer 100 V. c.c.
CK709	4 CK705 bilanciati
CK710	convertitore UHF
CK711	4 CK707 bilanciati
CK713	per calcolatrici
CK715	moltiplicatore di frequenza

RAPPRESENTANTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA
SIRPLES s.r.l. Corso Venezia, 37 - MILANO - Tel. 791.985 - 791.200

TASSINARI UGO

VIA PRIVATA ORISTANO 14 - TEL. 280.647
MILANO (Gorla)

LAMELLE PER TRASFORMATORI RADIO E INDUSTRIALI - FASCE CALOTTE - TUTTI I LAVORI DI TRANCIATURA IN GENERE

ANTENNE PER TELEVISIONE

COSTRUZIONI
TUBOLARI
SMONTABILI
SCAFFALATURE
CAPANNONI
SERRAMENTI

ORGAL RADIO

di ORIOLI & GALLO

COSTRUZIONE APPARECCHI RADIO ⊙ PARTI STACCATE

Radiomontatori!

Presso la

ORGAL RADIO

troverete tutto quanto Vi occorre per i Vostri montaggi e riparazioni ai prezzi migliori.

MILANO - Viale Montenero, 62 - Telef. 58.54.94

Via Palestrina, 40 - MILANO - Tel. 270.888

Bobinatrici per avvolgimenti lineari e a nido d'ape

La

RADIO TECNICA

DI FESTA MARIO

VIA NAPO TORRIANI, 3 — TELEF. 61.880
Tram (1) - 2 - 11 - 16 - (18) - 20 - 28

FORNITURE GENERALI VALVOLE RADIO PER RICEVITORI E PER INDUSTRIE

COMUNICATO

La ditta F.A.R.E.F. avverte che tiene sempre pronte, per gli allievi radiotecnici e radiodilettanti, scatole di montaggio di facile costruzione per piccoli apparecchi radio a 3 valvole e 5 valvole, a prezzi modicissimi.

Contro invio di L. 150 spedisce 3 opuscoli pratici e teorici nonchè un certo numero di schemi elettrici e costruttivi.

Scrivere a: F. A. R. E. F. Largo la Foppa 6
Milano - Tel. 666.056

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA
DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE

SUVAL

di G. GAMBA

ESPORTAZIONE IN TUTTA EUROPA ED IN U.S.A. - FORNITORE DELLA "PHILIPS"

Sede: MILANO - VIA G. DEZZA, 47 - TELEF. 44330-48.77.27
Stabilimenti: MILANO - VIA G. DEZZA, 47 - BREMBILLA (Bergamo)

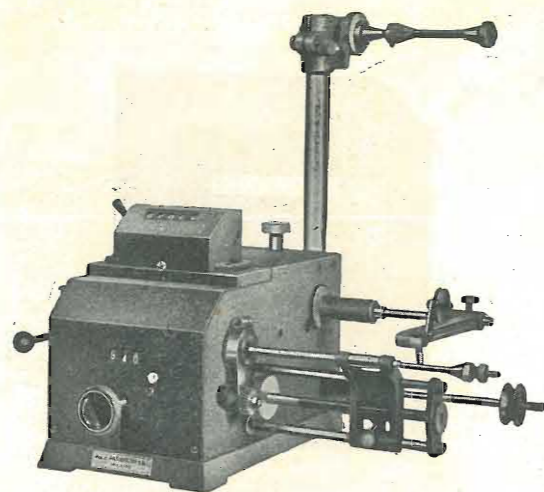
Macchine bobinatrici

per industria elettrica

Semplici:
per medi e grossi avvolgimenti.

Automatiche:
per bobine a spire parallele o a nido d'ape.

Dispositivi automatici:
di metti carta di metti cotone a spire incrociate.

Vendite rateali Via Nerino 8 MILANO

NUOVO TIPO AP9 p. per avvolgimenti a spire incrociate e progressive

ING. R. PARAVICINI - MILANO - Via Nerino 8 (Via Torino) - Telefono 803.426

MAPLE

L'attrezzatura sperimentale e produttiva della MAPLE permette la più rigorosa elaborazione dei campioni di produzione e ne assicura poi la costruzione in serie secondo i più moderni ritrovati tecnologici radiotecnici.

Questa moderna organizzazione permette lo snellimento produttivo in tutte le industrie produttrici di apparecchiature radioelettriche e televisive.

La MAPLE è in grado di condurre lo studio e la produzione dei «subassembled», secondo gli orientamenti del cliente.

A questo risultato è pervenuta attraverso 7 anni di esperienza personale dei suoi dirigenti e collaboratori che hanno avuto tutti lunga e attiva parte nella vita industriale. Gli interessati al campo radio e TV potranno prendere diretto contatto con i prodotti MAPLE che si estendono dai gruppi sintonizzatori di alta frequenza per TV e radio a qualsiasi tipo di media frequenza odiernamente impiegata, ed ai nuclei ferromagnetici per televisione, radio e telefonia.

MAPLE - Via Adriatico 37 - Tel. 694460 - MILANO (NIGUARDA)

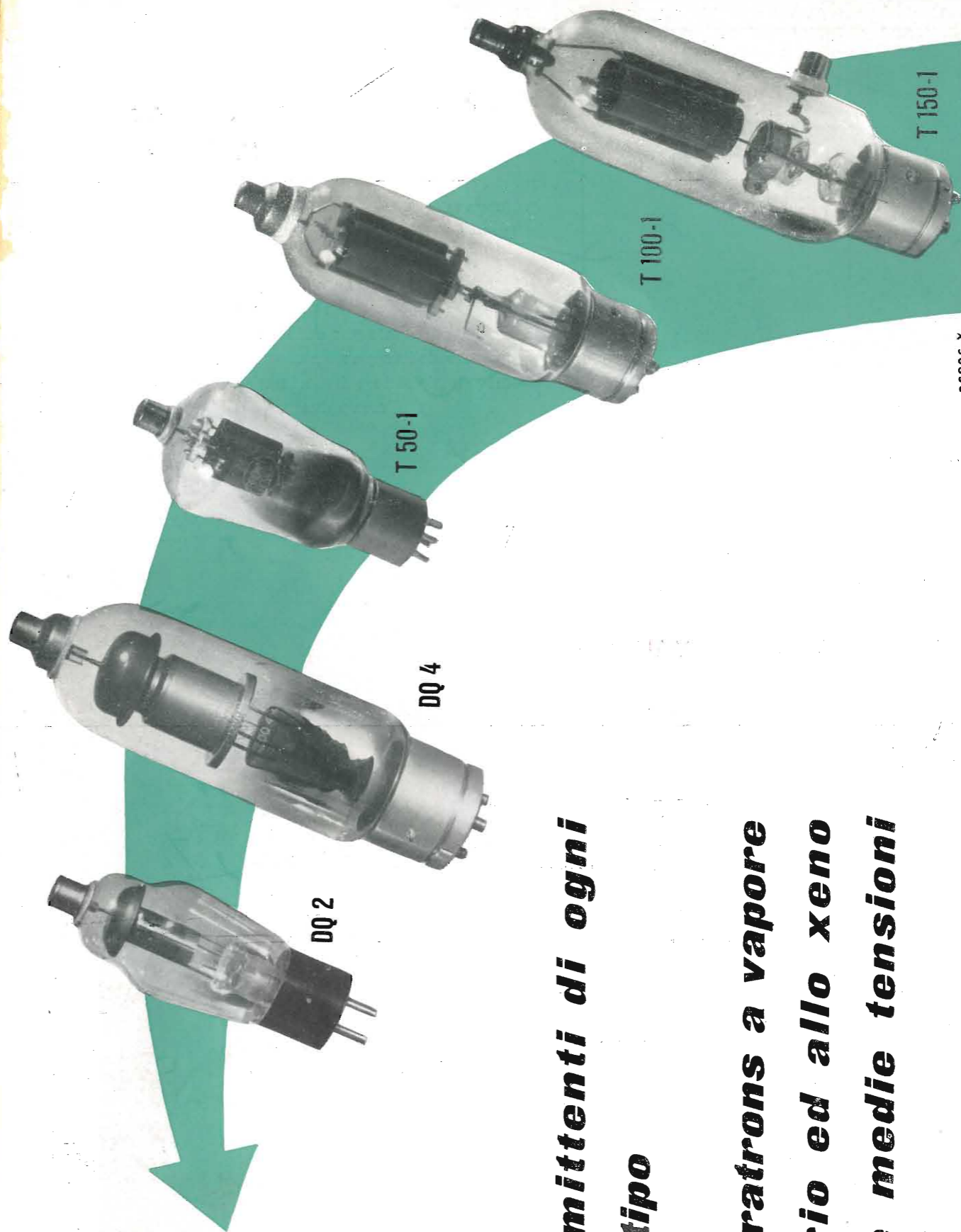
Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO - UNIONE TIPOGRAFICA Via Pace 19

T 150-1

T 100-1

T 50-1

DQ 4

DQ 2

BROWN BOVERI

Tubi trasmittenti di ogni potenza e tipo

Diodi e thyratrons a vapore di mercurio ed allo xeno per alte e medie tensioni

66806-X

TECNOMASIO ITALIANO BROWN BOVERI - MILANO